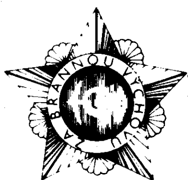
Amatérské RADIO

NOSITEL VYZNAMENÁNÍ ZA BRANNOU VÝCHOVU I. A II. STUPNĚ



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXVI/1987 ● ● ČÍSLO 1

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs, Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kafkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 13. 2. 1987.

DO NOVÉHO ROKU

Hlavním úkolem společenského rozvoje, jak zdůraznily závěry XVII. sjezdu KSČ i čtvrtého zasedání ústředního výboru strany, je urychlit sociálně ekonomický rozvoj, podstatně zlepšit výkonnost a efektivnost národního hospodářství. Než se podíváme, co s tím souvisí, bylo by dobré zamyslet se nad tím, co bylo dobrého a co špatného v roce, který právě uplynul. Tímto vším se zabýváme proto, že je třeba si uvědomit, že vyhovující podmínky pro svoji činnost budeme mít pouze tehdy, převládne-li skutečně intenzívní růst v ekonomice jako celku nad dosud doznívajícím extenzívním růstem. Tento intenzívní růst totiž může jako jediný zabezpečit přechod společenské výroby do nové, kvalitativně vyšší fáze, v níž se mění dosavadní využívání zákonitostí rozšířené společenské reprodukce, měřítka společenského bohatství i způsoby jeho tvorby. Nejde ovšem pouze o zvyšování výroby a její kvality, ale také o snižování nákladů, o lepší hospodaření s materiály a surovinami, o lepší využívání pracovní doby, o dokonalejší a kvalifikovanější řízení atd., prostě postaru hospodařit nelze. Především proto ne, že každé zpoždění na cestě intenzifikace působí nejen zaostávání za světem, ale i problémy v rozvoji našeho národního hospodářství, které mají přímý dopad na možnosti uspokojování našich potřeb a požadavků, ať již jde o soukromou nebo celospolečenskou potřebu.

Cílem je tedy urychlení sociálně ekonomického rozvoje a intenzifikace národního hospodářství, přitom jediným způsobem, jak lze vlastně obou cílů dosáhnout, je zvyšování aktivity pracujících, urychlení vědeckotechnického pokroku, zdokonalování struktury národního hospodářství, systému řízení a plánování, mezinárodní spolupráce a racionálního využívání všech vstupů do výroby.

Jak byl tento cíl plněn v minulém roce? Jak řekl soudruh Husák na čtvrtém zasedání ÚV KSČ, není zatím potřebné tempo prosazování nových myšlenek všude uspokojivé. Změny se nedaří uskutečňovat potřebnou rychlostí především proto, že v mnoha podnicích, institucích, ústavech apod. vládne ještě síla staré setrvačnosti, pohodlnost a nechuť měnit zaběhnutou praxi. Proto také zhruba asi třetina podniků nesplnila plánované úkoly – neznamená to ovšem, že by pracující těchto podniků pracovali špatně – obvykle plán není plněn díky nedostatkům, přetrvávajícím z minulého období, ať již jde o špatně fungující dodavatelsko-odběratelské vztahy, které často znemožňují plynule plnit výrobní úkoly, nebo o nivelizaci v odměňování, která bere chuť k větším výkonům a „shání všechny do houfu průměrnosti", formální, nekvalitní a často opožděný rozpis plánu a úkolů pro jednotlivá pracoviště, špatnou a nedostatečnou kontrolu . . .

V novém roce je proto třeba, aby i ti, kteří zatím s usnesením sjezdu souhlasí pouze slovně, začali hledat a prosazovat nové cesty, jak se vyrovnat s náročnějšími úkoly. Je třeba kromě jiného i hledat cesty, jak odlišit dobrou, poctivou práci od lajdácké příslušnou odměnou v rámci platných předpisů. Jak je možné, že u technickohospodářských pracovníků, kteří mají celkem 17 tarifních tříd, se využívá pouze pěti (více než 80 % pracovníků bylo v loňském roce zařazeno do pěti tříd!)? Totéž platí i o konstruktérech, technolozích, vývojových pracovnících – pobídkové složky jejich mzdy nejsou omezovány, osobním ohodnocením lze jejich základní mzdu zvýšit až o 30 % atd. Přitom všem se stále obvykle platí vynikající práce stejně jako průměrná a průměrná stejně jako špatná – vždyť rozdíly 100 nebo 200 Kčs v platech špatných či průměrných pracovníků a pracovníků dobrých či vynikajících jsou zcela běžné. To vše je jistě „žábou na prameni" kvalitní výroby, nové dynamiky, nového ducha i nových nároků naší ekonomiky.

V rozvoji našeho národního hospodářství patří k závažným úkolům vytýčeným XVII. sjezdem KSČ zvyšování kvality průmyslových výrobků. Proto přijalo předsednictvo ÚV KSČ a vláda ČSSR koncem minulého roku Soubor akčních opatření ke snížení ztrát z nejakostní výroby. Soubor má mimo jiné zajistit diferencované snižování plánovaných vnitřních ztrát z nejakostní výroby tak, aby již od 9. pětiletky vyjadřovaly pouze technicky a technologicky nutné ztráty, odpovídající dosažené úrovni vědy a techniky. V hospodářských plánech se proto budou progresívně snižovat vnitřní ztráty z nejakostní výroby a na jejich plnění se bude vázat 30 až 50 % odměn a prémií vedoucích organizací i dalších vedoucích pracovníků, odpovídajících za snižování vnitřních ztrát z nejakostní výroby. Zavádí se mimo jiné i dodatkový odvod z tzv. vnějších ztrát z nejakostní výroby, pracuje se na komplexním systému řízení jakosti, na novelizaci zákona o státním zkušebnictví a na některých dalších opatřeních. Kromě uvedených opatření, která budou působit v celém národním hospodářství, bylo rozhodnuto zavést kontrolu jakosti výroby lidovou kontrolou ČSSR, ČSR a SSR, a to u těch organizací, které dlouhodobě vyrábějí a dodávají výrobky ve snížené kvalitě, a které jsou významné pro vývoz i vnitřní trh. Přijatý soubor opatření dále sleduje i prohloubení odpovědnosti za kvalitu dodávek a posílení postavení odběratele či spotřebitele. Proto bude např. od roku 1988 prodloužena záruční doba průmyslových výrobků, zejména strojírenských a elektrotechnických. Budou uvedeny do souladu záruční doby subdodávek se záručními dobami finálních výrobků a příslušné základní podmínky dodávek. Záruční doby sezónních průmyslových výrobků se prodlouží minimálně na rok.

Zajímavou novinkou bude i to, že termíny pro konečné vyřizování reklamací mezi výrobcem a odběratelem a sankce při jejich nedodržování ze strany výrobce budou též novelizovány. Sankce za překročení lhůty stanovené pro vyřízení reklamací obchodu budou ve výrobních

organizacích hrazeny z prostředků pro hmotnou zainteresovanost.

A co je nejzajímavější – s cílem zvýšit kvalitu výrobků nebudou povolovány výjimky z náročných kritérií pro jakost vyráběné produkce, ani z opatření ke zpřísnění postihů, neboť dnes existuje všelijakých výjimek spousta a často byly udělovány jen na základě osobních konexí a kryly tak nejakostní výrobu tím nejjednodušším způsobem.

Dnes tedy víme, co nás čeká, chápeme uvedená opatření jako nezbytná a chceme se na nich podle svých sil podílet. Na závěr proto nezbývá nic, než popřát všem do roku 1987 i do dalších let všechno nejlepší, mnoho zdaru v pracovní oblasti i v soukromém životě. A nelze lépe zakončit náš úvodník než citátem z novoročního projevu generálního tajemníka ÚV KSČ a prezidenta republiky, soudruha Gustáva Husáka:

„... hlavní silou sociálního a ekonomického rozvoje je *tvořivá energie lidu.* Proto klademe takový důraz na to, aby se plně využívalo všech mnohostranných možností naší socialistické demokracie pro rozšiřování účasti širokých vrstev pracujících, komunistů i nestraníků, příslušníků všech politických stran a organizací Národní fronty na tvorbě a uskutečňování politiky. Jde nám o to, aby *řídící orgány a pracovníci všech stupňů považovali za povinnost pravidelně se radit s lidmi,* skládat jim účty ze své činnosti a *informovat je o přijímaných opatřeních.* Významným činitelem pokroku je *konstruktivní adresná kritika.* Budeme dbát, aby se v celé společnosti upevňovalo zdravé ovzduší kritické náročnosti, dodržovaly se základní principy socialismu, zásady socialistické morálky a zákony našeho státu, *jednota slov a činů, práv a povinností.*"

VF ZESILOVAČE, FILTRY...

Ing. Zdeněk Krupka, ing. Jiří Kuncl

Když v padesátých letech začínala televize, byl předpokládaný dosah TV vysílače asi 30 až 50 km, citlivost přijímače byla několik desítek mV. Dnes již není vzácností pravidelný příjem TV na vzdálenost několika stovek km a citlivost přijímačů řádu desítek μV. Podstatné zlepšení citlivosti přijímačů bylo způsobeno zásadním zlepšením kvality tranzistorů a tím i kvality vf zesilovačů. Ještě před 20 lety bylo na kmitočtech nad 500 MHz šumové číslo *F* = 8 až 10 dB považováno za vynikající. V přítomné době se dosahuje šumového čísla 1,5 až 3,5 dB. Zesilovače dneška se blíží ideálu, kdy signál, procházející zesilovačem, prakticky nezhorší svůj odstup od šumu a není nelineárně zkreslen.

Naše publikace se snaží vybavit zájemce takovými znalostmi, aby vf zesilovač dokázal nejen realizovat podle návodu, ale též porozuměl jeho funkci, uměl jej alespoň částečně nastavit, případně upravit podle svých vlastních požadavků. Dále, aby porozuměl katalogovým údajům tranzistorů, dokázal vybrat si vhodný typ pro zesilovač a detailně posoudit jeho vlastnosti.

Pokud jde o realizaci uvedených konstrukcí, není nutno považovat návrh autorů za naprosto neměnný. Zkušenější pracovník může volit např. jiný rozměr desky s plošnými spoji (zmenšovat její plochu však příliš nedoporučujeme), zvolit jiný kryt apod.

Změnit lze i napájecí napětí (způsobem uvedeným v odstavci o pracovním bodu tranzistorů), měnit vf cestu v zesilovačích však není příliš žádoucí (týká se to rozteče tranzistorů i pasívních prvků, tvaru vf ostrůvků apod. na deskách s plošnými spoji).

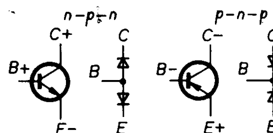
Naprostým začátečníkům doporučujeme začít s jednoduchými zesilovači, nejlépe neladěnými, širokopásmovými. K jejich nastavení stačí stejnosměrný voltmetr a miliampérmetr. U laděných zesilovačů je situace horší, přesně je lze totiž nastavit pouze pomocí poměrně složitých přístrojů. Dostatečně zkušený pracovník to dokáže i bez nich, samozřejmě s jistou dávkou nepřesnosti, ta však v provozu většinou nevadí. Začátečník musí obvykle pomoc zkušenějšího vyhledat, chce-li, aby výsledky odpovídaly vynaložené námaze a investicím.

1. Tranzistory pro vf zesilovače

Rozeznáváme dva základní druhy tranzistorů – bipolární a unipolární. *Bipolární* jsou takové tranzistory, u nichž se uplatňují nosiče proudů obou typů, tj. elektrony – polovodiče typu n – a díry – polovodiče typu p. Naproti tomu *unipolární* tranzistory pracují s nosiči proudu jedné polarity.

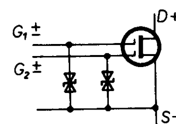
Bipolární tranzistory jsou vytvořeny třemi odlišně dotovanými oblastmi p a n. Každá z těchto oblastí je připojena ke kovové elektrodě: emitoru (E), bázi (B) a kolektoru (C). Podle způsobu kombinace oblastí p a n rozeznáváme bipolární tranzistory typu p-n-p a n-p-n. Jejich schematické značky jsou v obr. 1, kde je též vyznačena polarita jednotlivých elektrod a diodové náhradní schéma. Připojíme-li na elektrody tranzistorů patřičné vnější napětí polarizované tak, jak je uvedeno v obr. 1, poteče jimi proud, při vhodné velikosti proudu budou tranzistory zesilovat.

Pokud jde o unipolární tranzistory je u nich především realizovaná myšlenka ovládat tok nosičů jednoho druhu vnějším elektrickým polem. Jde o tranzistory typu FET (Field Effect Transistor = tranzistor řízený polem). V našem oboru se dnes



Obr. 1. Schematické značky bipolárních tranzistorů a jejich diodové náhradní schéma

setkáváme především s druhem tranzistorů řízených polem, který se označuje MOSFET (Metal – Oxide Semiconductor FET) a to nejčastěji v jeho tetrodové variantě. Schematická značka je na obr. 2. Jednotlivé elektrody jsou označeny G_1, G_2 – (G – gate, čti gejt – řídicí elektroda, hradlo; v tetrodovém provedení jsou dvě), D – drain (drejn – kolektor), S – source (sórs – emitor). Vstupní elektrody jsou



Obr. 2. Schematická značka unipolárních tranzistorů s ochrannými diodami

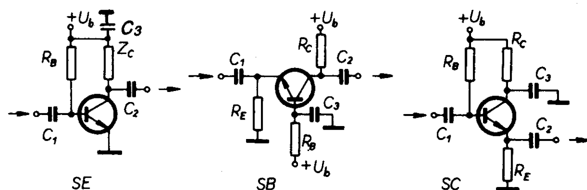
chráněny Zenerovými diodami vzhledem k citlivosti těchto tranzistorů na průraz elektrostatickým nábojem.

Obor využití unipolárních tranzistorů je poněkud zúžen jejich velkou vstupní a výstupní impedancí, což znemožňuje realizovat bezztrátové, širokopásmové impedanční přizpůsobení k přenosovým zařízením s impedancí 50 až 75 Ω. Navíc velká impedance aktivizuje nežádoucí zpětnovazební reaktance, což zvětšuje náchylnost FET k nestabilitě, případně k oscilacím. Jako zesilovač se v amatérské praxi FET využívá převážně asi do kmitočtu 300 MHz (v jednostupňovém provedení). Nejčastěji se s ním setkáme jako s anténním předzesilovačem pro pásmo VKV rozhlasu CCIR. Vzhledem k nedokonalému impedančnímu přizpůsobení v širším pásmu je však nutno takový zesilovač připojovat přímo k anténě, nebo realizovat jako laděný. Tyto komplikace se u zesilovačů s bipolárními tranzistory nevyskytují.

V naší publikaci se budeme zabývat pouze zesilovači s bipolárními tranzistory.

1.1 Bipolární tranzistory jako zesilovače

Základní zapojení bipolárních tranzistorů jsou na obr. 3. Dnes se nejčastěji používá zapojení se *společným emitorem* (SE): vstup je do báze, výstup z kolektoru, emitor je uzemněn. Impedance Z_C je pracovní impedance tranzistoru – reálnou složkou upravuje stejnosměrné poměry na tranzistoru, tj. jeho pracovní bod, komplexní složkou ovlivňuje přenosovou charakteristiku, zisk, impedanční přizpůsobení a stabilitu. Na vytváření těchto parametrů se samozřejmě podílejí též impedance, které se k tranzistoru připojují na jeho výstup i vstup, včetně vazebních kondenzátorů C_1, C_2. Rezistor R_B napájí stejnosměrně bázi, nastavuje se jím pra-



Obr. 3. Základní zapojení zesilovačů

covní bod (viz dále). Kondenzátor C_3 blokuje (uzemňuje) druhý konec Z_C.

Provozní vlastnosti zesilovače SE lze krátce shrnout:

1. Přenosová charakteristika bez přídavné kompenzace (úpravy) v pásmu vf klesá asi 6 dB na oktávu.

2. Fázový posuv mezi vstupem a výstupem je asi 180°, takže vnitřní zpětná vazba je záporná, negativní, zvětšuje stabilitu zesilovače a poněkud zmenšuje zisk, zvláště na vyšších kmitočtech.

3. Vstupní a výstupní impedance jsou relativně blízké používaným jmenovitým impedancím (50, 75 Ω).

Zesilovač se *společnou bází* (SB) se používal hlavně v počátečním období tranzistorové techniky. Vzhledem k malému zisku tehdejších tranzistorů v zapojení SE bylo žádoucí volit takové zapojení, aby vnitřní zpětné vazby zesilovače byly kladné a zvětšovaly jeho zisk. To právě umožňovalo zapojení SB. Vstupní elektrodou je emitor, výstup je z kolektoru a fázový posuv je přibližně nulový. Báze je pro vf uzemněna kondenzátorem C_3.

Typické vlastnosti zesilovače SB jsou:

1. Přenosová charakteristika s kmitočtem zprvu klesá jako u zapojení SE, na vyšších kmitočtech však může vlivem zpětných vazeb pokles ustat, případně se může zvětšovat zisk až k rozkmitání.

2. Zesilovač neobrací fázi, vnitřní vazby jsou kladné, stabilita špatná.

3. Malá vstupní a velká výstupní impedance.

Dnes se můžeme s tímto zapojením setkat prakticky pouze u starších typů ladicích jednotek, u nichž býval takto vytvořen vstupní zesilovač s germaniovými tranzistory typu AF139, 239. Význam ostatních součástí je shodný jako v zapojení SE.

Zapojení SB se častěji využívá jako oscilátor, přičemž vnitřní zpětná vazba se doplňuje kondenzátorem s malou kapacitou mezi emitorem a kolektorem.

Poslední zapojení na obr. 3 je se *společným kolektorem* (SC), známé pod názvem (emitorový) sledovač. Vstup je do báze, výstup z emitoru, kolektor je vf uzemněn (C_3).

Typické vlastnosti jsou především:

1. Přenosová charakteristika je v oboru vf přibližně rovná, ale zesílení <1. Není-li však vstupní impedance přizpůsobena, pak se vlivem poměrně velké vstupní impedance přenese větší část vnitřního napětí generátoru na vstup sledovače, který tím vykazuje „zisk" asi 3 až 4 dB.

2. Relativně velká vstupní a malá výstupní impedance – tranzistor pracuje jako impedanční transformátor. Je však třeba upozornit, že představy o „vysoké" vstupní impedanci jsou často přehnané. V oboru vf jde většinou o několik stovek Ω.

Dnes lze spatřit sledovač prakticky pouze na nižších kmitočtech vf pásma (do 200 MHz), běžný je však v oblasti „video" signálů (≦ 10 MHz) jako výstupní člen zesilovacích řetězců. Jeho velmi malá výstupní impedance (obvykle ≐ 20 Ω) se doplňuje sériovým rezistorem s odporem asi 33 až 56 Ω. Na vyšších kmitočtech (asi 1 GHz) se často používá jako oscilátor s laděným obvodem v bázi. Potřebný negativní odpor je vytvářen velkou impedancí, vřazenou do emitoru.

1.2 Pracovní bod tranzistoru

Pod tímto termínem rozumíme vždy napětí mezi kolektorem a emitorem (U_{CE}) a kolektorový proud (I_C).

Používané způsoby nastavení pracovního bodu (popř. jeho stabilizace při změně teploty) jsou na obr. 4 až 8.

Pracovní bod U_{CE}, I_C nastavujeme vždy pouze proudem báze I_B. Kolektorový odpor R_C a napájecí napětí U_b, které mohou pracovní bod ovlivnit, ponecháme konstantní, jsou určeny jinými hledisky. Pro běžnou pracovní oblast danou katalogovými údaji maximální kolektorové ztráty P_{max}, popř. maximálním kolektorovým napětím U_{CEmax} a proudem I_{Cmax} platí vztah

$$I_C = h_{21E} I_B \qquad (1).$$

Vliv zbytkového proudu I_{CE0} (proud kolektor–emitor při odpojené bázi), popř. I_{CB0} (proud při odpojeném emitoru) je u křemíkových tranzistorů prakticky zanedbatelný. Parametr h_{21E}, často označovaný jako β_0, je stejnosměrný proudový zesilovací činitel nakrátko (kolektor vf uzemněn) v zapojení se společným emitorem a je uváděn v katalogu. U vf tranzistorů bývá h_{21E} = 20 až 100. Jak patrno z výrazu (1), je kolektorový proud – v běžné pracovní oblasti – přímo úměrný proudu báze I_B. Jeho velikost nastavujeme buď odporem R_B (obr. 4, 5) – čím menší odpor, tím větší I_B, nebo děličem R_{B1}, R_{B2} (obr. 6), popř. navíc emitorovým odporem R_E (obr. 7) – čím větší napětí ve „středu" děliče (v bázi), tím větší I_B.

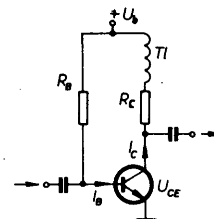
Pracovní bod samozřejmě ovlivňuje i kolektorový odpor R_C. K nastavení proudu jej však nepoužíváme. Je určen pracovním bodem U_{CE}, I_{CE} a napájecím napětím U_b podle vztahu

$$R_C = (U_b - U_{CE}) \,/\, I_{CE} \qquad (2).$$

Kolektorový odpor R_C by měl být větší než paralelní kombinace kolektorové impedance uvažovaného tranzistoru (S_{22} – viz dále) a vstupní impedance následujícího tranzistoru (S_{11}). Jde o to, že odporem R_C teče mimo stejnosměrný proud I_{CE} též vf signálový proud do země, čímž vznikají ztráty v přenášeném vf výkonu. Pro většinu vf tranzistorů budou ztráty ≦1 dB, jestliže R_C ≧ 270 až 330 Ω. Je-li napájecí napětí U_b příliš malé a nelze-li tuto podmínku dodržet, je nutno R_C doplnit reaktancí (obr. 4) např. ve formě tlumivky. Tímto způsobem lze vf ztráty zcela odstranit.

Účelem odporů napájejících bázi není však pouze nastavení pracovního bodu, ale též jeho teplotní stabilizace. I když u křemíkových tranzistorů je teplotní závislost I_C na I_B zásadně menší než u germaniových, nelze ji zcela zanedbat. Jak známo, se vzrůstem teploty se zvětšuje I_C při konstantním I_B. Zvětšení I_C je třeba kompenzovat, tj. vytvořit takovou napájecí soustavu báze, aby se při zvětšování I_C zmenšoval I_B a tak vracel I_C na původní velikost, tj. zavést v tranzistoru stejnosměrnou zpětnou vazbu.

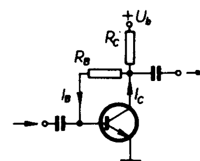
Podívejme se nyní na konkrétní způsoby nastavení a stabilizaci pracovního bodu. Zapojení na obr. 4 sice umožňuje pracovní bod nastavit – stabilizační účinek však nemá. Zpětná vazba neexistuje, obvod báze je od obvodu kolektoru zcela oddělen. Pro běžný provoz se naprosto nehodí, lze je použít pouze při experimentování.



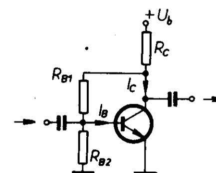
Obr. 4. Nastavení pracovního bodu bez stabilizačního účinku

Zásadně lépe je na tom zapojení v obr. 5. Stejnosměrná zpětná vazba vzniká na odporu R_C a je tím účinnější, čím větší je R_C, tedy i napájecí napětí U_b. Funkce je velmi dobrá pro $U_b ≧ 2U_{CE}$. Toto zapojení dnes převažuje. Zajišťuje nejen dobrou teplotní stabilitu, ale je výhodné i z přenosových hledisek: emitor je přímo uzemněn, odpadá „bočníkový" odpor z báze na zem. Střídavá zpětná vazba přes R_B prakticky neexistuje, protože $R_B \gg R_C$.

Zapojení na obr. 6 je dnes využíváno ve speciálních případech, kdy v napájecím systému báze kombinujeme stejnosměrnou zpětnou vazbu pro stabilizaci I_C s vf paralelní zpětnou vazbou, jejímž účelem je úprava přenosu, impedance a zvětšená stabilita. Odpory R_{B1} a R_{B2} bývají v tomto případě zásadně menší (stovky ohmů), takže se navíc uplatňuje R_{B2} jako vf bočník na zem, zmenšuje zisk a vstupní impedanci. Zapojení je možno vidět např. v hybridních integrovaných obvodech (OM335 – Philips). Pro naše účely nemá však valný význam, zmenšení zisku je většinou značné.

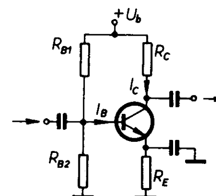


Obr. 5. Stabilizace pracovního bodu se stejnosměrnou zpětnou vazbou



Obr. 6. Stabilizace pracovního bodu se stejnosměrnou zpětnou vazbou s možností zavedení současné vf zpětné vazby

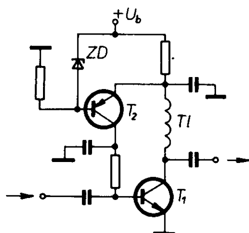
Velmi účinnou teplotní stabilizaci má nesporně zapojení na obr. 7. Je to tzv.



Obr. 7. Můstková stabilizace pracovního bodu

můstkový typ. Byl používán především u germaniových tranzistorů. Pro křemíkové tranzistory je zbytečně složitý, navíc nemožnost přímého uzemnění emitoru zhoršuje vf přenosové vlastnosti. Dnes již tato varianta z vf schémat mizí.

Tam, kde je třeba mimořádně dobré stabilizace, např. u zařízení pro extrémně velký rozsah teplot při malém napájecím napětí, je někdy používáno zapojení podle obr. 8. Stabilizaci proudu báze zajišťuje



Obr. 8. Stabilizace pracovního bodu pomocným tranzistorem

přídavný stabilizátor, tvořený tranzistorem T_2 a Zenerovou diodou ZD. Je zřejmé, že teplotní odchylky proudu tranzistoru T_1 (vlastní zesilovač), projevující se změnou napětí na R_C, jsou zesilovány tranzistorem T_2 a s obrácenou fází zaváděny do báze T_1. Tento typ stabilizace je možno nepříliš často spatřit u anténních předzesilovačů s malým šumem. Pro naše účely je však zbytečně složitý, náklady neodpovídají výsledkům. Ostatně menší změny pracovního bodu (±10 %) prakticky neovlivní parametry zesilovače.

Souhrnně lze konstatovat, že pro naše účely dobře vyhoví zapojení z obr. 5. Zajišťuje dobrou teplotní stabilizaci a navíc je mimořádně jednoduché.

Konkrétní údaje o pracovním bodu jsou obvykle vyznačeny v katalogu a jsou dány druhem provozu zesilovače. Obecně lze vyčlenit tři typické provozní oblasti:
1. Zesilovač s maximálním ziskem.
2. Zesilovač s maximální linearitou.
3. Zesilovač s minimálním šumem.

První dva typy se vyznačují relativně velkou kolektorovou ztrátou, třetí naopak kolektorovou ztrátou malou. Z této skutečnosti vyplývá závěr, že stupeň s malým šumem nebývá příliš lineární, navíc u něj nejsou ani impedanční poměry příznivé. Platí totiž, že čím menší I_C, tím blíže k okraji Smithova diagramu (viz dále) je jeho vstupní a výstupní impedance. Z těchto důvodů často volíme pracovní bod kompromisně, s přihlédnutím k specifickým potřebám provozu. Sami výrobci tranzistorů se snaží, aby rozdíly mezi optimálními pracovními body pro ten který typ provozu byly co nejmenší, popř. aby příslušná optima byla pokud možno plochá. Navíc jsou tranzistory většinou již předem určeny pro určitý druh provozu. Konkrétně se kompromisní nastavení v našem případě projevuje většinou tak, že u vstupních tranzistorů volíme vždy poněkud větší napětí U_{CE} i proud I_C, než by odpovídalo volbě s ohledem na nejmenší šum, zlepšíme tím linearitu a impedanční přizpůsobení.

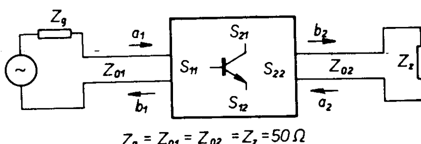
1.3a Parametry S bipolárního tranzistoru

Pro hodnocení jakosti tranzistorů a výpočet vlastností zesilovačů v linearizované podobě (nelineární složky se neuvažují) se dnes používají převážně parametry *S* (rozptylové), v menší míře parametry *Y* (admitanční), popř. parametry *h* (hybridní). Pro vf tranzistory námi zvoleného oboru kmitočtů ($f \geqq 50$ MHz) jsou dnes v katalozích uváděny výlučně parametry *S*. Je to dáno tím, že parametry *Y* a *h* jsou definovány v zapojení, kde vstup nebo výstup jsou střídavě vf zkratovány. Při měřeních lze tyto stavy obtížně realizovat, zvláště na velmi vysokých kmitočtech, navíc jsou vzdáleny skutečnému provoznímu zapojení.

Naproti tomu se parametry *S* definují měřením v zapojení, které se velmi blíží skutečnému reálnému zesilovači (obr. 9). Generátor s vnitřní impedancí Z_g je připojen přes vstupní vf vedení s charakteristickou impedancí Z_{01} k měřenému tranzistoru. Obdobně je na výstup tranzistoru přes vedení Z_{02} připojena zátěž Z_z. Přitom platí, že

$$Z_g = Z_{01} = Z_{02} = Z_z = 50\ \Omega \qquad (3).$$

Vstup a výstup tranzistoru je tedy zakončen 50 Ω a obě vedení jsou k Z_g a Z_z impedančně přizpůsobena.



Obr. 9. Měření parametrů S

Parametry *S* jsou pak definovány napěťovými vlnami, vnikajícími do měřeného čtyřpólu, a_1, a_2, a odraženými, b_1, b_2 (obr. 9). Vzájemný vztah mezi nimi je vázán rovnicemi

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \qquad (4);$$

z těchto rovnic vyplývá pro jednotlivé parametry *S*:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \qquad (5),$$

což je *vstupní činitel odrazu*, je-li tranzistor zakončen impedancí $Z_z = 50\ \Omega$. Vedení Z_{02} se neuplatňuje, neboť platí vztah (3) a vedení je směrem k zátěži přizpůsobeno, tj. $a_2 = 0$.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \qquad (6)$$

je **výstupní činitel odrazu** pro vstup připojený k $Z_g = 50\ \Omega$, neboť opět podle (3) $a_1 = 0$.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \qquad (7)$$

je označován jako **vztažný zisk**, což je napěťový zisk ve směru žádoucího přenosu (z báze do kolektoru) za podmínek definovaných vztahem (3).

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \qquad (8)$$

je **zpětný napěťový přenos** za obdobných podmínek jako S_{21}. Způsobuje vnitřní vazbu, ovlivňující zisk a stabilitu zesilovače. U moderních tranzistorů je jeho vliv relativně malý.

Všechny čtyři parametry jsou komplexní veličiny, obvykle vyjádřené v exponenciální formě

$$|S|\, e^{j\varphi} \qquad (9),$$

přičemž $|S|$, tj. modul komplexního čísla je absolutní hodnota toho kterého parametru a φ jeho fázový úhel. $|S|$ a φ jsou uváděny v katalozích, přičemž S_{11} a S_{22} jsou „normovány" na $Z_0 = 50\ \Omega$, tj. děleny 50 Ω. Grafický záznam se používá ve tvaru polárního diagramu (viz dále – obr. 10).

S_{11}, S_{12} v exponenciální formě lze převést do obvyklejší podoby sériových normovaných impedancí

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{R}{Z_0} \pm j\frac{X}{Z_0},$$

podle výrazu (10)

$$\frac{Z_{11}}{Z_0} = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}, \quad \frac{Z_{22}}{Z_0} = \frac{1+S_{22}}{1-S_{22}} \qquad (10),$$

kde Z_{11} a Z_{22} jsou vstupní a výstupní impedance. Převod je poněkud zdlouhavá matematická operace, jde o komplexní výrazy. Jednoduše lze oba parametry převést vynesením S_{11} popř. S_{22} do upraveného Smithova diagramu (obr. 10), u něhož je běžná impedanční souřadnicová síť $Z/Z_0 = R/Z_0 \pm jX/Z_0$ doplněna polární souřadnicovou sítí činitelů odrazu $|S|e^{j\varphi}$ v exponenciální formě.

Pokud jde o přenosové parametry S_{21} a S_{12}, zajímá nás především jejich modul, tj. absolutní hodnota $|S_{21}|$, popř. $|S_{12}|$, což je, jak jsme již uvedli, napěťový (vztažný) zisk G_U v obou směrech přenosu za podmínek definovaných vztahem (3). Snadno jej převedeme na výkonový zisk G_p.

$$G_p = G_u^2 = |S_{21}|^2,$$
$$\text{popř. } G'_p = |S_{12}|^2 \qquad (11),$$

popř. na decibely (dB), např. podle tab. 1.

Uvedli jsme, že při měření parametrů *S* je měřicí zapojení blízké skutečnému zapojení zesilovače. Čím se tedy od něj liší? Stručně řečeno tím, že není splněna podmínka daná výrazem (3). V reálném zapojení není tranzistor zakončen impedancí $Z_z = 50\ \Omega$, nýbrž obecnou impedancí definovanou svým činitelem odrazu S_L. V tom případě se S_{11} změní na S'_{11}

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_L}{1 - S_{22}S_L} = S_{11} + \Delta S_{11} \qquad (12).$$

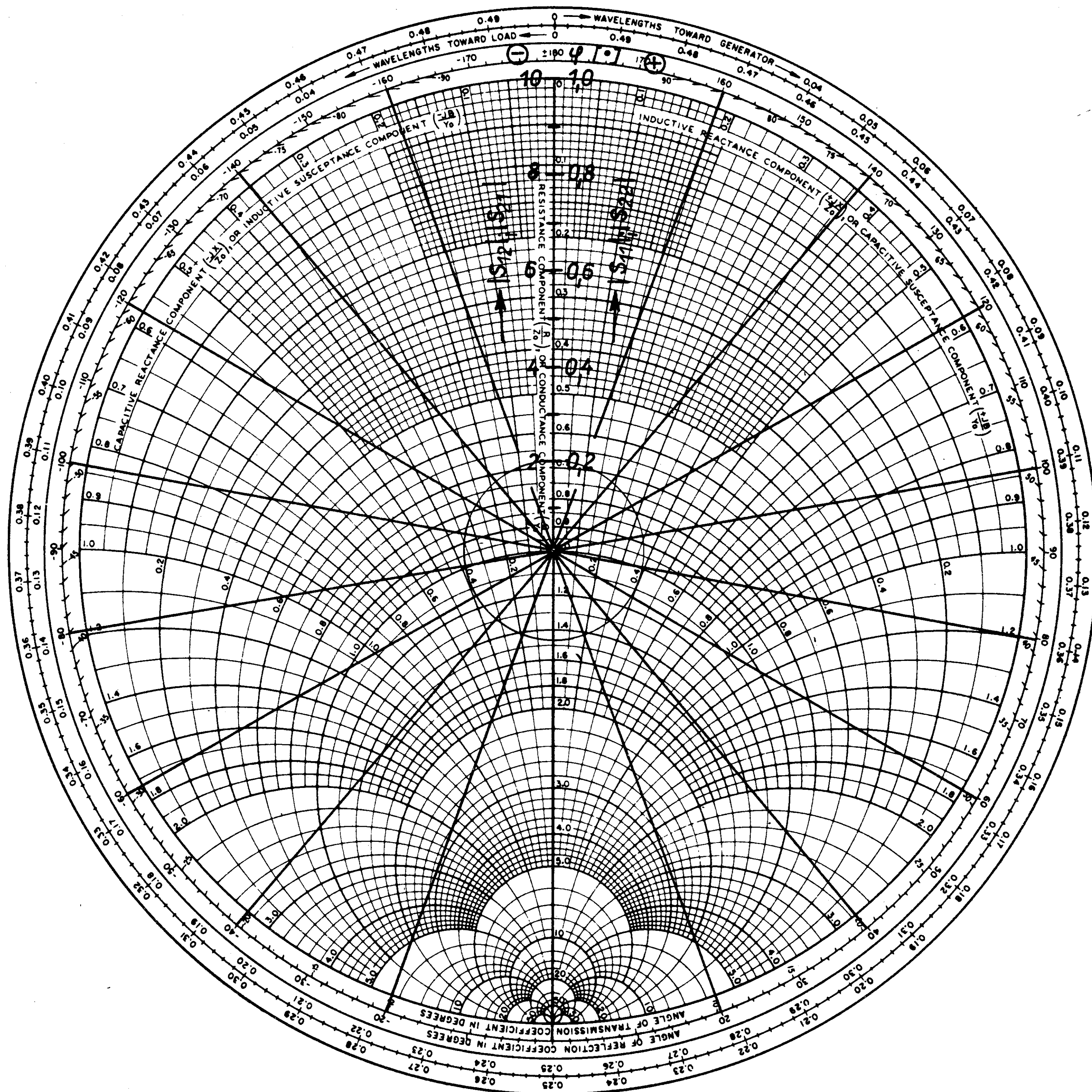
Vidíme, že skutečné S'_{11} se liší od katalogového S_{11} členem ΔS_{11}, který je tím větší, čím větší je zpětný přenos S_{12}, zisk S_{21} a nepřizpůsobení zátěže S_L. Při ideálním přizpůsobení ($S_L = 0$) ΔS_{11} vymizí a $S'_{11} = S_{11}$, což je katalogový údaj. V praxi slouží S_{11} jako cenný orientační údaj, který se v běžném zapojení blíží skutečnosti.

Obdobně je to s parametrem S_{22}. Nebude-li impedance generátoru $Z_g = 50\ \Omega$ (vztah (3) nesplněn), ale bude dána obecným činitelem odrazu S_G, přejde S_{22} ve výraz

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}S_G}{1 - S_{11}S_G} = S_{22} + \Delta S_{22} \qquad (13).$$

Rovněž parametr S_{21} se při obecném impedančním nepřizpůsobení vstupu $Z_g \neq 50\ \Omega$ a výstupu $Z_z \neq 50\ \Omega$ mění. Výkonový zisk při vykompenzování (neutralizaci) zpětného přenosu, tj. při $S_{12} = 0$, tzv. unilateralizovaný zisk je:

$$G_{up} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |S_G|^2}{|1 - S_G S_{11}|^2} \frac{1 - |S_L|^2}{|1 - S_L S_{22}|^2} =$$
$$= G_p G_1 G_2 \qquad (14).$$



Obr. 10. Upravený Smithův diagram

Je zřejmé, že skutečný výkonový zisk je dán součinem katalogového údaje $G_p = |S_{21}|^2$ a koeficientů G_1 a G_2, které vyjadřují přínos přizpůsobení S_G vstupu a S_L výstupu.

Při dokonalém impedančním přizpůsobení vstupu i výstupu: $S_G = S^*_{11}$, $S_L = S^*_{22}$ (S^*_{11}, S^*_{22} jsou hodnoty komplexně sdružené k S_{11} a S_{22}) přejde (14) ve výraz pro maximální dosažitelný zisk

$$G_{p\,max} = |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = G_0 G_{1\,max} G_{2\,max} \qquad (15).$$

Při praktické realizaci širokopásmového zesilovače se výkonový zisk obvykle blíží katalogovému údaji S_{21}, protože ideální výkonové přizpůsobení nelze prakticky zajistit. Hodnotě $G_{p\,max}$ se lze přiblížit pouze v úzkopásmových zesilovačích. Navíc blížíme-li se hodnotě $G_{p\,max}$, jeví často zesilovač známky nestability.

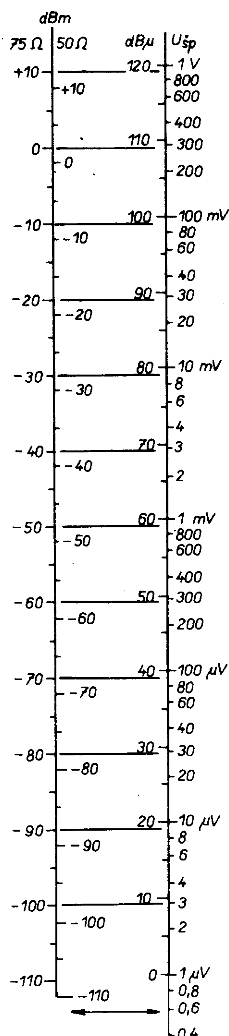
Katalogové údaje parametrů S jsou dosti často uváděny pro jiný pracovní bod než ten, který chceme použít při realizaci zesilovače. Jaké změny lze v tomto případě u parametrů S očekávat? Pokud jde o impedance, pak S_{11} a S_{22} se obvykle zlepšují se zvětšujícím se proudem I_{CE}. Tranzistor se otevírá, impedance vstupu i výstupu se posunují ke středu Smithova diagramu, impedanční křivka se zkracuje. Napětí U_{CE} velký vliv nemá. Parametr S_{21} se při zvětšování U_{CE} a I_C zvětšuje až k optimu, danému katalogem. Zhruba lze říci, že pro kolektorový proud $I_C \geqq 10$ až 15 mA se již parametry S příliš nemění.

1.3b Grafické znázornění parametrů *S*

Chceme-li přehledně znázornit obecné impedanční poměry v pasívních i aktivních obvodech, je nejvýhodnější udělat to graficky. Ve starší literatuře se k tomuto účelu využíval pravoúhlý diagram, u něhož se na vodorovnou osu vynášela reálná složka (R), na svislou reaktance ($\pm jX$). Místo přímého vyjádření $R \pm jX$ v Ω se častěji používaly normované impedance $R/Z_0 \pm jX/Z_0$, přičemž Z_0 je charakteristická impedance vřazeného vf vedení, popř. dohodnutá jmenovitá impedance, např. vstupní či výstupní impedance připojovaného zařízení. Obvykle bývá

Tab. 1. Převod poměru napětí, proudů nebo výkonů na dB

Zisk	Poměr napětí nebo proudů		Poměr výkonů	
[dB]	Zesílení	Útlum	Zesílení	Útlum
0,5	1,059	0,9441	1,023	0,9772
1,0	1,122	0,8913	1,259	0,7943
1,5	1,189	0,8414	1,413	0,7080
2,0	1,259	0,7943	1,585	0,6310
2,5	1,334	0,7499	1,778	0,5623
3,0	1,413	0,7080	1,995	0,5012
3,5	1,496	0,6683	2,239	0,4467
4,0	1,585	0,6310	2,512	0,3981
4,5	1,679	0,5957	2,818	0,3548
5,0	1,778	0,5623	3,162	0,3162
5,5	1,884	0,5309	3,548	0,2818
6,0	1,995	0,5012	3,981	0,2512
6,5	2,114	0,4732	4,467	0,2239
7,0	2,239	0,4467	5,012	0,1995
7,5	2,371	0,4217	5,623	0,1778
8,0	2,512	0,3981	6,310	0,1585
8,5	2,661	0,3758	7,079	0,1413
9,0	2,818	0,3548	7,943	0,1259
9,5	2,985	0,3350	8,913	0,1122
10,0	3,162	0,3162	10,000	0,1000
10,5	3,350	0,2985	11,22	0,0891
11,0	3,548	0,2818	12,59	0,0794
11,5	3,758	0,2661	14,13	0,0708
12,0	3,981	0,2512	15,85	0,0631
12,5	4,217	0,2371	17,78	0,0562
13,0	4,467	0,2239	19,95	0,0501
13,5	4,732	0,2113	22,39	0,0447
14,0	5,012	0,1995	25,12	0,0398
14,5	5,309	0,1884	28,18	0,0355
15,0	5,623	0,1778	31,62	0,0316
15,5	5,957	0,1679	35,48	0,0282
16,0	6,310	0,1585	39,81	0,0251
16,5	6,683	0,1496	44,67	0,0224
17,0	7,079	0,1413	50,12	0,0200
17,5	7,499	0,1334	56,23	0,0178
18,0	7,943	0,1259	63,10	0,0158
18,5	8,414	0,1189	70,80	0,0141
19,0	8,913	0,1122	79,43	0,0126
19,5	9,441	0,1059	89,13	0,0112
20,0	10,000	0,1	100,0	0,010
30,0	31,62	0,316	1000	0,001
40,0	100,0	0,0100	10^4	10^{-4}
50,0	316,2	0,0032	10^5	10^{-5}
60,0	1000,0	0,0010	10^6	10^{-6}
70,0	3162,0	0,0003	10^7	10^{-7}
80,0	10 000,0	0,0001	10^8	10^{-8}
90,0	31 620,0	0,00003	10^9	10^{-9}
100,0	100 000,0	0,00001	10^{10}	10^{-10}



Obr. 11. Převod dBm, dBμ na $U_{šp}$

Z_0 = 50 nebo 75 Ω. V některých případech se používala místo impedancí jejich převrácená hodnota – admitance, $Y = 1/R \pm jX$, příp. v normované formě $Z_0/Y = Z_0/R \pm jZ_0/X$. Zásadní nevýhodou pravoúhlého diagramu je skutečnost, že kružnice konstantního impedančního přizpůsobení, tj. ČSV = konst., mají středy závislé na této konstantě.

Pro složitější impedanční operace, zvláště kombinujeme-li soustředěné impedance s rozloženými (distribuovanými – vedení), dále pro vynášení parametrů *S* používá se velmi často Smithův diagram. Tento diagram vznikne z pravoúhlého diagramu vhodnou transformací souřadnic (obr. 10). Vidíme, že původně pravoúhlé souřadnice R/Z_0 a jX/Z_0 tvoří nyní dvě soustavy kružnic, svislá přímka uprostřed je reálná osa ($jX/Z_0 = 0$). Střed diagramu má souřadnice $R/Z_0 = 1$, $jX/Z_0 = 0$, přičemž je to zároveň střed všech kružnic pro ČSV = konst. (v rozmezí ČSV = 1 až ∞) pro dané Z_0. Velikost ČSV je totožná se stupnicí R/Z_0 pro obor $R/Z_0 \geqq 1$, takže v tomto případě ČSV = R/Z_0. Kružnice pro požadované ČSV je tedy určena svým středem ($R/Z_0 = 1$) a bodem ČSV = R/Z_0.

V obr. 10 je jako příklad vyznačena kružnice ČSV = 2. Vyneseme-li do obr. 10 průběh vstupní či výstupní impedance testovaného zařízení, pak ihned vidíme, jaké impedanční přizpůsobení (ČSV) má ten který bod křivky (po jeho pootočení do stupnice ČSV (=R/Z_0)).

Impedanční operace, které lze dělat na Smithově diagramu, byly již popsány mnohokrát (např. AR B6/81). Zde se věnujeme především využití diagramu pro práce s parametry *S*. Jak jsme již uvedli, jsou obvykle vyjádřeny v exponenciální formě, převést je na normované impedance lze podle vztahu (10), většinou se však převádějí na upraveném Smithově diagramu, tj. doplněném o polární souřadnice $|S|$ a φ pro definované Z_0. Smithův diagram na obr. 10 byl již takto upraven. Na jeho okraji je „fázová" stupnice pro rozsah $\varphi = \pm 180°$. Stupnice $|S|$ je v reálné ose, přičemž je důležité, že je vždy lineární. Poloměr tedy můžeme rozdělit podle požadovaného rozsahu vynášeného parametru *S* na potřebný počet stejných dílů.

Pro impedanční parametry v rozsahu kladných reálných odporů bude mít stupnice rozsah $|S_{11}| = |S_{22}| = 0$ až 1, postačí dělení po 0,1, tj. poloměr jsme rozdělili na 10 stejných dílků.

U ziskových parametrů je situace podobná, většinou vystačíme s rozsahem $|S_{21}| = 0$ až 10 (napěťové zesílení). Opět postačí dělení na 10 stejných dílků. V dB je to rozsah do 20 dB, jak je zřejmé z tab. 1, podle které si též můžeme k jednotlivým dílkům zisk v dB připsat. Ve středu je $|S_{21}| = 0$, tj. nekonečný útlum – tranzistor signál nepřenáší, na okraji je $|S_{21}| = 10$, tj. 20 dB.

Parametry *S* v katalozích bývají většinou uváděny v tabulkách $|S|$, φ. V některých případech je však použita grafická forma, obvykle v polárních souřadnicích, nebo je pro $|S_{22}|$ a $|S_{11}|$ použit Smithův diagram.

Velmi často je poměr dvou veličin (zisk, útlum, poměr signálu k šumu apod., ať již v napětích či výkonech) udáván v decibelech. Převod poměru (bezrozměrné číslo) na údaj v dB je dán dobře známými výrazy: pro výkonový poměr (zde je uveden výkonový zisk) je

$$G_{p\,dB} = 10 \log P_2/P_1 = 10 \log |S_{21}|^2 \quad (16),$$

pro napěťový zisk

$$G_{u\,dB} = 20 \log U_2/U_1 = 20 \log |S_{21}| \quad (17).$$

Pomocí vztahu (17) můžeme tedy převést katalogový údaj S_{21}, S_{12} na dB, nebo použijeme tab. 1 (napěťový sloupec). To nám pomůže i při jakémkoli převodu údaje v dB podle potřeby buď na napěťové nebo výkonové zesílení či útlum.

Použití jednotek dB zjednodušuje výpočty zesílení, útlumu, šumu apod. Součiny se totiž převádějí na součty a podíly na rozdíly, což je základní vlastnost výpočtu pomocí logaritmů (log) a dB jsou vlastně logaritmy poměru dvou veličin. Chceme-li tedy např. znát, jaký je výsledný zisk dvoustupňového zesilovače, jehož první stupeň má např. napěťové zesílení $G_{u1} = 2,5$, tj. zisk 8 dB a druhý $G_{u2} = 3,3$, tj. 10,4 dB, pak výsledné napěťové zesílení dostaneme vynásobením $G_{u1}G_{u2}$, tj. $G_u = 8,25$. Počítáme-li v dB, stačí oba předchozí údaje v dB sečíst

$G_{u\,dB}$ = 8 dB + 10,4 dB = 18,4 dB.

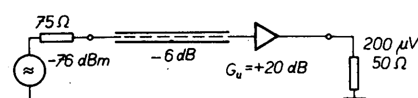
Jsou-li v obvodu zařazeny části zesilující i části s útlumem a známe-li jejich napěťové zesílení či útlum, pak výsledné zesílení obdržíme dělením obou údajů. Známe-li oba údaje v dB, stačí je odečíst.

V systémech, u nichž je ještě zdroj signálu (kromě částí se zesílením a útlumem), je výhodné vyjadřovat i napětí nebo výkon v dB a to jako poměr vůči dohodnuté vztažné veličině. Nejčastěji to bývá 1 mW, takže se udává, kolikrát je výkon daného signálu větší nebo menší než 1 mW. V dB má tento údaj značku dBm a říká, o kolik dB je výkon signálu větší než 1 mW. Např. 0 dB znamená signál o výkonu 1 mW, 20 dBm 100 mW. Údaj v dBm snadno určíme z tab. 1 ve sloupci pro výkonový poměr.

Ovšem často je třeba přejít z dBm, což je výkonový údaj, na napěťový údaj v μV, mV, V. Zde je již potřeba znát, na jakém odporu je údaj v dB míněn. Obvykle to bývá R = 50 Ω nebo 75 Ω. Pak můžeme převést výkonový údaj (P) na napěťový (U) známým výrazem $U = P^2/R$. Výpočet zjednoduší nomogram na obr. 11, v němž pro daný údaj v dBm najdeme přímo napětí v μV, mV nebo V pro daný odpor 50 nebo 75 Ω. Tuto hodnotu můžeme případně převést na údaj dBμ, dBV, která pak udává, o kolik je daný signál větší než 1 μV nebo 1 V.

Převod μV a V na dBμ a dBV můžeme provést buď nomogramem v obr. 11 nebo tabulkou 1 použitím sloupce pro napěťový poměr, např. 10 μV = 20 dBμ. Používání dBμ nebo dBV je výhodné v obvodech se stálou jmenovitou impedancí.

Jako příklad výpočtů obvodů se zdrojem signálu uvádíme zapojení podle obr. 12. Zdroj o vnitřním odporu 75 Ω (např.



Obr. 12. Příklad výpočtu výstupního signálu

anténa) dává na svém výstupu signál −76 dBm, což je podle nomogramu (obr. 11) 50 μV, neboli 34 dBμV. K němu je připojen kabel o útlumu 6 dB a za něj zesilovač se ziskem G = 20 dB s výstupem 50 Ω. Výstupní signál U_o bude

$$U_o = -76 \text{ dBm} - 6 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = -62 \text{ dBm},$$

což pro 50 Ω dává U_o = 46 dBμ, tj. U = 200 μV. K veškerým převodům byl použit nomogram na obr. 11.

Závěrem této stati o parametrech S se podívejme na typický příklad použití parametrů S v praxi. Ve Smithově modifikovaném diagramu (obr. 13) jsou vyneseny parametry S dvou běžně používaných tranzistorů, BFR90 a BFR91 pro kmitočtový rozsah 0,4 až 0,9 GHz. Průběhy platí přibližně pro běžné pracovní body s kolektorovým napětím U_{CE} = 5 až 10 V a proudem I_C = 10 mA. Impedanční stupnice má rozsahy $|S_{11}|$, $|S_{22}|$ = 0 až 1, zisková $|S_{21}|$ = 0 až 10, tj. 0 až 20 dB. S_{12} (zpětný přenos) není vynesen.

V první řadě si všimneme impedančních parametrů S a jejich převodu do normálního sériového tvaru. Jaká je vstupní impedance BFR90 pro 400 MHz? Nejprve ji zjistíme jako S_{11}: příslušný bod leží na poloměru S_{11} = 0,3 a fázový úhel φ = −100°. To je údaj, který najdeme v katalogu a chceme vědět, jaká je skutečná vstupní impedance Z_{11}. Použijeme na to původní impedanční síť Smithova diagramu: bod 400 MHz má souřadnice Z_{11} = 0,77 − j0,49 a to je již normovaná (Z_0 = 50 Ω) impedance vstupu. Skutečnou vstupní impedanci Z_{11} obdržíme vynásobením Z'_{11} × 50 Ω, tj. Z_{11} = 0,77 . 50 − j0,49 . 50 = 38,5 Ω − j24,5 Ω. Navíc můžeme ještě zjistit stupeň impedančního přizpůsobení: obdobně jako jsme určovali modul S_{11}, zjistíme i ČSV, podle předchozího je stupnice ČSV totožná se stupnicí $R/Z_0 \geqq 1$, přečteme ČSV = 1,81. Stejným postupem můžeme tedy z katalogových údajů pro S_{11}, S_{22} zjistit vstupní a výstupní impedanci i ČSV.

V obr. 13 jsou dále vyneseny ziskové parametry S obou tranzistorů (S_{21}). Zde samozřejmě využijeme jenom polárních souřadnic, vyhodnocení je velmi jednoduché: modul parametru S_{21}, tj. $|S_{21}|$, je přímo napěťový zisk G_u, popř. podle vztahu (11) výkonový zisk $G_p = |S_{21}|^2$.

Vraťme se opět k tranzistoru BFR90

Obr. 13. Smithův diagram a parametry tranzistorů BFR90(91)

a kmitočtu 400 MHz. Z křivky S_{21} je patrné, že příslušný bod 0,4 GHz leží na poloměru $|S_{21}| = 9$, tj. jeho napěťové zesílení $G_u = 9$, popř. výkonové $G_p = G^2_u = 81$. Z tab. 1 pak plyne, že zisk v dB je asi 19 dB.

Dále můžeme z parametrů S zjistit, jaký zisk bude mít tentýž tranzistor při dokonalém impedančním přizpůsobení, tj. podle vztahu (15). Výpočet je poměrně jednoduchý, protože všechny parametry S ve vztahu (15) jsou čísla reálná – uplatňuje se pouze modul. Veličiny potřebné k výpočtu jsou: $|S_{21}|$, $|S_{11}|$, $|S_{22}|$. Vraťme se k našemu případu. Opět uvažujeme tranzistor BFR90 a 0,4 GHz. Již v předchozím jsme zjistili, že $|S_{21}| = 9$ a $|S_{11}| = 0,3$, z křivky pro S_{22} zjistíme, že $|S_{22}| = 0,47$. Tím máme vše potřebné a můžeme dosadit do vztahu (15) – obdržíme výkonový max. zisk:

$$G_{p\ max} = 9^2 \frac{1}{1-0,3^2} \frac{1}{1-0,47^2} = 114,26,$$

popř. napěťový max. zisk $G_{u\ max} = \sqrt{G_{p\ max}} = 10,7$ a podle tab. 1 v dB bude $G_{max} = 20,6$ dB. Vidíme, že přínos z impedančního přizpůsobení vstupu i výstupu není velký, $\Delta G = G_{p\ max} - G_p = 20,6 - 19 = 1,6$ dB. Je to dáno relativně dobrým impedančním přizpůsobením samotného tranzistoru. Zároveň to dokumentuje skutečnost, že moderní tranzistory je možno spojovat v zesilovači přímo bez přizpůsobovacích prvků.

Vraťme se však ještě na chvíli k obr. 13 a povšimněme si průběhů parametrů S. BFR90 je typický vstupní tranzistor. Má dobré vstupní impedanční přizpůsobení (S_{11}), dané jeho malými vnitřními bočníkovými (šuntujícími) kapacitami. Poněkud horší je výstup (S_{22}).

Naproti tomu BFR91 je již tranzistor spíše výkonový, koncový, jeho kolektorová ztráta je větší. Vstupní impedance je poněkud horší než u BFR90, výstupní naopak lepší. Obecně je však mezi nimi rozdíl malý, BFR90 může být případně nahrazen BFR91.

Z průběhů však vyplývá tendence, kterou lze aplikovat i pro jiné např. výkonnější tranzistory (BFR96): čím výkonnější tranzistor, tím je lepší výstupní impedance a horší vstupní.

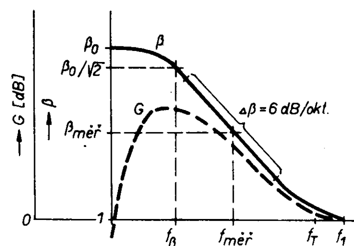
Pokud jde o zisk, jsou rozdíly poměrně malé – BFR90 má zisk nepatrně větší.

Křivky v obr. 13 jsou typické pro všechny tranzistory podobného druhu, tj. s $f_T = 4$ až 6 GHz a ztrátovým výkonem 200 až 300 mW.

1.4 Přenosová charakteristika, mezní kmitočet

Pod tímto pojmem rozumíme závislost zisku G (obvykle v dB) na kmitočtu f u jednotlivých tranzistorů nebo zesilovačů při zakončení vstupu a výstupu jmenovitými provozními impedancemi (obvykle 75 Ω), tedy nikoli pouze 50 Ω jako při měření S_{21}. Rozdíl oproti průběhu S_{21} není zásadní, ale také není zcela zanedbatelný.

Pro jednotlivé tranzistory se v katalozích vyskytuje další pojem, který má vztah k přenosové charakteristice. Je jím mezní kmitočet f_T. V tomto případě se vychází z kmitočtové závislosti absolutní hodnoty vf proudového zesilovacího činitele $|h_{21}|$, často označovaného jako β, v zapojení se společným emitorem. Typický průběh je v obr. 14. Na kmitočtové ose jsou vyznačeny tři mezní kmitočty: f_β, f_T, f_1. V průběhu β jsou charakteristické tři oblasti. V první



Obr. 14. Kmitočtová charakteristika

je β konstantní, značí se β_0, tj. nízkofrekvenční (stejnosměrný) zesilovací činitel, který se uplatňuje při výpočtu pracovního bodu (vztah (1)). Pokles β o 3 dB (na $0,7\beta_0$) nastává pro první mezní kmitočet, f_β. Pak následuje část, kde se β zmenšuje o 6 dB na oktávu (na dvojnásobek kmitočtu) celkem lineárně. Prodloužíme-li tuto přímku až tam, kde $\beta = 1$, obdržíme tzv. *tranzitní mezní kmitočet* f_T. Je to důležitá veličina, uváděná v katalogu a je mírou schopnosti tranzistoru zesilovat na vysokých kmitočtech. Je definována a vyhodnocována výrazem (18)

$$f_T = \beta' f' \qquad (18),$$

kde f' je kmitočet volený v lineární části průběhu (obr. 14), β' je zesilovací činitel, změřený při kmitočtu f'. V katalogu nalezneme nejen údaj f_T, ale též podmínky měření: kmitočet f' a pracovní bod. Kmitočet f_T závisí na pracovním bodu, je nejvyšší přibližně pro pracovní bod shodný s pracovním bodem pro maximální zisk.

Za lineární částí křivky závislosti zesilovacího činitele na kmitočtu se β začíná zmenšovat pomaleji. Tam, kde $\beta = 1$, je vyznačen mezní kmitočet f_1. Je poněkud vyšší než f_T. Přibližně však platí, že $f_T = f_1$, takže často je uváděno, že f_T je kmitočet, při němž $\beta = 1$. V praxi provozujeme tranzistory jako zesilovače na kmitočtech $<< f_T$.

Skutečná *přenosová charakteristika* je v obr. 14 čárkovaně. Přibližně sleduje průběh β, na nízkých kmitočtech však klesá vlivem zvětšující se reaktance vazebních kondenzátorů na vstupu i výstupu. Často je tímto způsobem přenos úmyslně omezen a tím potlačen nežádoucí příjem v oblasti signálů nižších kmitočtů.

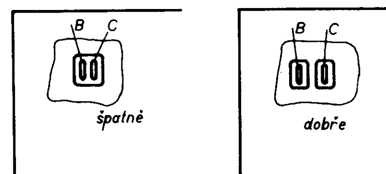
Čím je průběh zisku ovlivněn ve skutečném zapojení? Především samozřejmě parametrem $|S_{21}|$. U dobře provedeného zesilovače je prakticky dosažitelný napěťový zisk na stupeň přibližně shodný, popř. nepatrně menší než $|S_{21}|$, zjištěný z katalogu. Se zvyšujícím se kmitočtem se rozdíl mezi napěťovým ziskem a S_{21} zvětšuje, avšak ještě na 1 GHz bývá ≦ 1 dB!

Požadavek zmenšit tento rozdíl na minimum je základním problémem při detailním návrhu zesilovače. Co ho vlastně způsobuje? Obecně jsou to především *nežádoucí reaktance, nežádoucí negativní zpětné vazby, ztráty v kolektorových pracovních odporech a impedanční nepřizpůsobení.*

Z nežádoucích reaktancí jsou to především kapacity zkratující signálovou cestu v zesilovači, což bývá nejčastěji kapacita ostrůvků na desce s plošnými spoji. Již u jednostranně plátované desky je kapacita ostrůvku vůči zemi asi = 0,5 pF, což představuje na kmitočtu kolem 800 MHz reaktanci −j400 Ω a pravděpodobný útlum $\Delta G = 1$ dB; na 400 MHz je to pochopitelně méně, $\Delta G = 0,5$ dB. U oboustranně plátované desky s plošnými spoji je situace mnohem horší, na ní musíme navrhovat ostrůvky skutečně minimálních rozměrů. Proto v našich zesilovačích budeme používat pouze jednostranně plátované desky.

V poněkud menší míře se uplatňují sériové vazební reaktance indukčního charakteru. Naopak jejich kladná reaktance často kompenzuje vliv nežádoucích kapacit. Proto také použití terčíkových vazebních kondenzátorů (bez přívodů) se často zcela mine účinkem. Samozřejmě u blokovacích kondenzátorů je nutno přívody zkrátit na naprosté minimum.

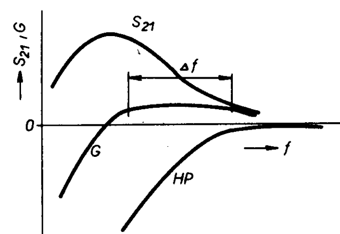
Z nežádoucích záporných vazeb se uplatňuje v zapojení SE nejčastěji kapacitní vazba z kolektoru do báze. Bývá vytvářena nevhodným uspořádáním ostrůvků pro bázi a kolektor. Optimální uspořádání je patrné z obr. 15, na němž je parazitní vazba zcela eliminována.



Obr. 15. Uspořádání ostrůvků báze a kolektoru

O ztrátách v kolektorových odporech byla již zmínka v článku o pracovním bodu, vliv impedančního přizpůsobení bude probrán ve zvláštním článku.

Vraťme se však k typické přenosové charakteristice zesilovače z obr. 14. Je zřejmé, že v pracovní oblasti nad f_β má klesající charakter. Při realizaci zesilovače jde někdy o to, jak tento pokles vyrovnat. Obecně je to možné dvěma způsoby: předně zápornou kmitočtově závislou zpětnou vazbou, dále pak korekčními reaktančními členy. První způsob bude probrán ve zvláštním článku, zde se věnujeme způsobu druhému, tj. vřazení vhodných reaktančních obvodů do signálové cesty. Problém je zřejmý z obr. 16: sloučíme-li klesající přenosovou charakteristiku zesilovače (S_{21}) se stoupající charakteristikou kompenzačního obvodu (označeného jako HP), výsledkem bude přenos vyrovnávaný v pásmu Δf.

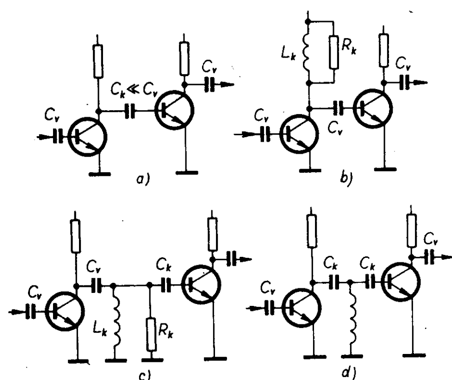


Obr. 16. Vyrovnání poklesu S_{21} horní propustí

Ideálním řešením pro korekci zisku jsou tzv. „náklonové členy", které vytvářejí navíc též dobré impedanční přizpůsobení. Mají však velký útlum a jsou relativně složité.

V praxi se používá řešení podstatně jednodušší – ke korekci průběhu zisku využíváme náběžné (stoupající) hrany horní propusti (HP, obr. 16). Tvar propusti může být velmi rozmanitý – používané formy jsou v obr. 17.

Nejjednodušší horní propustí (degenerovanou) je extrémně malý vazební (kompenzační) kondenzátor (C_k – obr. 17), jehož reaktance se s kmitočtem zmenšuje, čímž se zvětšuje přenos. Indukční varianta je v obr. 17b. Kompenzační indukčnost (L_k) je zařazena paralelně k sig-



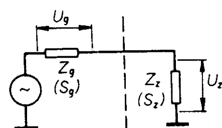
Obr. 17. Kompenzace přenosové charakteristiky horní propustí

nálové cestě jako kolektorová impedance, případně vhodně tlumena (R_k). V obr. 17c jsou obě předchozí varianty zkombinovány. Je to nejčastější způsob uspořádání v praxi. Použitá horní propust je tzv. Zobelův půločlánek K. Méně často je využívána úplná Zobelova horní propust např. podle obr. 17d.

Použití výše uvedených horních propustí má však někdy háček: jejich náběžná hrana – které využíváme – vytváří značné impedanční nepřizpůsobení. Horní propust vřazená mezi dva tranzistory výrazně ovlivní vstupní impedanci T_1 a výstupní impedanci T_2. Někdy je to vliv příznivý. Tak např. vazební kondenzátor s malou kapacitou v obr. 17a zlepšuje vstupní impedanci T_1. Výstupní impedanci však obvykle zhoršuje. Použití ostatních metod z obr. 17a až d vede často k nutnosti dodatečně impedančně kompenzovat vstup a výstup zesilovače. V poněkud výhodnější situaci jsou několikastupňové zesilovače, u nichž jediná horní propust koriguje přenos několika stupňů.

1.5. Impedanční přizpůsobení

Pro maximální přenos výkonu mezi generátorem, definovaným impedancí $Z_g = R_g \pm jX_g$ (popř. činitelem odrazu S_g a příslušnou charakteristickou impedancí Z_{0g}) a zatěžující impedancí $Z_z = R_z \pm jX_z$ (popř. S_z a Z_{0z}), viz obr. 18, platí podmínka, že Z_g a Z_z musí být impedance komplexně sdružené



Obr. 18. Přenos z generátoru do zátěže

$$Z_g = Z^*_z,\ \text{tj.}\ R_g = R_z,\ \pm jX_g = \mp jX_z \qquad |Z_g| = |Z_z| \qquad (19),$$

tj. jejich reálné odpory jsou shodné a jalové odpory jsou stejně velké, ale s opačnými znaménky, vzájemně se tedy vykompenzují. Absolutní hodnoty obou impedancí jsou shodné.

Splnit výše uvedenou podmínku v širším pásmu je velmi obtížné. Většinou je nutno počítat s nepřizpůsobením – to se posuzuje obvykle odděleně pro generátor a zátěž ve vztahu k jmenovité impedanci – obvykle Z_0 = 50 Ω, popř. 75 Ω. Nepřizpůsobení vůči Z_0 se vyjadřuje buď *činitelem odrazu S* nebo *činitelem stojatých vln, ČSV*. Tento název vznikl při zkoumání impedančních poměrů na vf vedení s charakteristickou impedancí Z_0, zakončeného obecnou impedancí Z_z. V tom případě na něm vzniká stojaté vlnění jako vektorový součet dvou postupných vln: vnikající E_V a odražené E_R. ČSV je dán poměrem maxima ($E_V + E_R$) a minima ($E_V - E_R$) stojaté vlny:

$$\text{ČSV} = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{E_V + E_R}{E_V - E_R} \qquad (20).$$

Jinak lze impedanční poměry v tomto případě vyjádřit již zmíněným *činitelem odrazu* zatěžující impedance

$$S_z = \frac{E_R}{E_V} \qquad (21);$$

impedanční přizpůsobení k jmenovité impedanci (shodné s charakteristickou impedancí Z_0) nastane pro

$$\text{ČSV} = 1,\ \text{popř.}\ |S_z| = 0 \qquad (22).$$

Převod mezi činitelem stojatých vln (ČSV) a činitelem odrazu $|S| = |S_z|$, popř. $|S_g|$ vyplyne z výrazu (20) a (21)

$$\text{ČSV} = \frac{1 + |S|}{1 - |S|} \qquad |S| = \frac{\text{ČSV} - 1}{\text{ČSV} + 1} \qquad (23).$$

Pro určení ČSV nebo činitele odrazu můžeme s výhodou použít Smithův diagram: každý bod je určen nejen svou impedancí, ale i svým ČSV. Modifikovaný diagram z obr. 10 umožňuje stejným způsobem určit i činitel odrazu *S*.

V některých případech bývá stav impedančního přizpůsobení vyjádřen termínem „útlum odrazu" ϱ, což je v dB vyjádřený činitel odrazu *S*:

$$\varrho = 20 \log S \qquad (24).$$

Informuje nás, o kolik dB je odražená vlna menší než vnikající. Při impedančním nepřizpůsobení přichází do zátěže pouze část energie generátoru – vznikají *ztráty odrazem* β_S

$$\beta_S = \frac{P_V - P_R}{P_V} = 1 - |S|^2 = 1 - \left(\frac{\text{ČSV} - 1}{\text{ČSV} + 1}\right)$$

$$\text{popř. v dB}\ \beta'_S = 10 \log \beta_S \qquad (25),$$

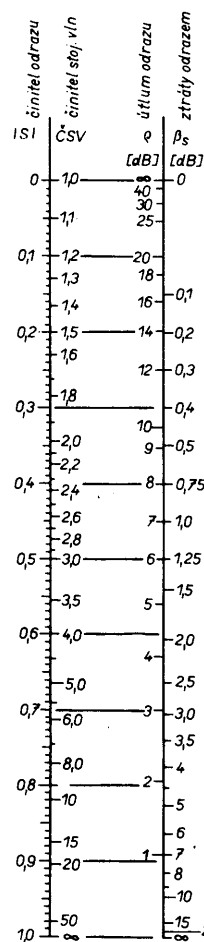
kde P_V a P_R jsou vnikající a odražený výkon. Vztah mezi ČSV, S, ϱ a β'_S nalezneme v obr. 19.

Až doposud jsme se zabývali impedančním přizpůsobením *výkonovým* (max. přenos výkonu do Z_z). V tom případě se U_g generátoru (obr. 18) rozdělí tak, že na zátěži bude $U_z = 1/2\,U_g$. V některých speciálních případech bývá $Z_z >> Z_g$ a $U_z \doteq U_g$, tedy dvakrát více než při výkonovém přizpůsobení. Jde o *přizpůsobení napěťové*. V praxi se většinou vytváří velká Z_z sledovačem (SC – obr. 3). Nevýhodou tohoto uspořádání jsou zhoršené šumové poměry, nemožnost zařadit vf vedení před sledovač atd.

Analogicky k optimálnímu napěťovému přenosu lze vytvořit i optimální *proudové přizpůsobení* tím, že učiníme Z_z co nejmenší. Praktické využití proudového přizpůsobení je minimální.

1.6 Linearita

Ideální zesilovač je dokonale lineární obvod, tj. zesiluje vstupní signál bez zkreslení. Skutečný zesilovač naproti tomu signál nejen zesiluje, ale i zkresluje, tj. je nelineární. Zkreslení způsobuje v našem případě (amplitudová modulace) především aktivní prvek zesilovače – tranzistor. Jeho převodní charakteristiku lze pro nižší kmitočty aproximovat mocninovou řadou



Obr. 19. Převod |S|, ČSV, ϱ, β_s

$$U_o = k_0 + k_1 U_i + k_2 U^2_i + k_3 U^3_i + \ldots \qquad (26),$$

členy vyššího řádu než třetího se obvykle zanedbávají. U_i, U_o je vstupní (input) a výstupní (output) signál. Nezkreslený (lineární) výstupní signál reprezentuje člen k_1U_i a budeme jej označovat jako U_{o1}. Součinitel k_1 je zisk pro lineární složku výstupního signálu. Stejnosměrná složka k_0 je bezvýznamná, běžně se odfiltruje.

Zkreslení je reprezentováno členy 2. a 3. řádu: $k_2U^2_i$ ($=U_{o2}$) je kvadratický člen, $k_3U^3_i$ ($=U_{o3}$) kubický člen. Koeficienty k_2 a k_3 určují velikost nelineárních složek.

Jestliže na vstup přichází pouze jediný sinusový signál (f_1), vytváří kvadratický člen na výstupu 2. harmonickou ($2f_1$), kubický člen 3. harmonickou ($3f_1$).

Přichází-li na vstup sinusových signálů několik, např. f_1, f_2, pak kvadratický člen vytváří mimo výše uvedené 2. harmonické ($2f_1$, $2f_2$) ještě součtové a rozdílové složky $f_1 \pm f_2$, tzv. směšovací produkt (U_{o2}), popř. intermodulační produkt 2. řádu. Kubický člen způsobuje vznik 3. harmonických ($3f_1$, $3f_2$) a dalších důležitých složek $2f_1 \pm f_2$ a $2f_2 \pm f_1$, obvykle nazývaných *intermodulační* produkty 3. řádu (U_{o3}).

Jestliže uvažujeme vliv modulace, vznikne další typ zkreslení. Přicházejí-li např. na vstup dva signály, jeden modulovaný, druhý nemodulovaný, pak se vlivem nelinearity 3. řádu přenese modulace i na nemodulovaný signál, jde o tzv. *křížovou modulaci*. Vzájemný přenos modulace nastává, i když jsou oba signály modulované. Stupeň přenosu modulace je dán jednak stupněm nelinearity zesilovače, tj.

velikostí koeficientu k_3 ve vztahu (26), jednak vzájemným poměrem amplitud a hloubky modulace obou signálů.

Velikost nelinearity tranzistorů, tj. velikost koeficientů k_2, k_3 ve výr. (26) závisí především na *kvalitě tranzistorů* v tomto směru. Dále na jejich *pracovním bodu* – je nutný provoz v optimu, které odpovídá obecně 2/3 kolektorové ztráty a je udáváno v katalogu. Rozhodující je pochopitelně *velikost zpracovávaného signálu* – se zvětšováním jeho amplitudy se nelinearita jednoznačně zvětšuje, až dojde k proudovému či napěťovému omezení. Dalším důležitým činitelem je *kmitočet*, s jeho zvyšováním se nelinearita zvětšuje.

Co vlastně způsobuje nelinearitu? Obecně lze říci, že celková nelinearita je soubor dílčích nelinearit. Jako hlavní původce nelinearity je udáván přechod emitor – báze, v poněkud menší míře zpětnovazební kapacita kolektor – báze a další.

Optimalizací provozních podmínek tranzistoru lze potlačit nelineární složky 2. a 3. řádu (U_{o2}, U_{o3}) běžně až na −60 dB vůči složce lineární, U_{o1}, tj. žádoucímu produktu. V tom případě ovšem musí pracovat tranzistor s doporučeným pracovním bodem, popř. v jeho blízkosti. Dále musí být signál mnohem menší, než odpovídá počátku limitace (omezení). Již počátek limitace zhorší poměr U_{o2}/U_{o1}, popř. U_{o3}/U_{o1} na odstup pouhých −30 dB i méně. Limitace proudová či napěťová může být vyvolána i nevhodnou zatěžovací impedancí: příliš velká způsobí napěťovou limitaci, malá naopak proudovou. Žádoucí je co nejlepší přizpůsobení (ČSV ≦ 2 až 3).

Další možnost linearizace tranzistoru tkví údajně v použití zpětné vazby. Bývá uváděno, že zpětná vazba linearizuje zesilovač. V námi uvažovaném kmitočtovém pásmu toto tvrzení neodpovídá patrně vždy skutečnosti (jak uvádíme v článku o zpětné vazbě).

Jak se měří linearita tranzistorů? Nejčastěji se využívá dvou metod: *dvousignálové a třísignálové*. V prvním případě zavádíme na vstup dva signály, f_1, f_2, shodné amplitudy. Na výstupu měříme produkty druhého řádu U_{o2} na kmitočtech $f_3, f_4 = f_1 \pm f_2$, popř. třetího řádu U_{o3} pro kmitočty $f_3, f_4 = 2f_1 \pm f_2$ nebo $f_3, f_4 = 2f_2 \pm f_1$ a vyhodnocujeme jejich odstup (podíl) vůči lineární výstupní složce U_{o1} signálu.

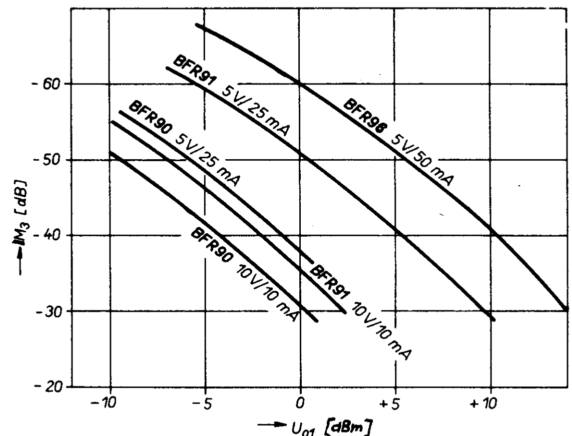
U třísignálové metody přivedeme na vstup tři signály, f_1, f_2, f_3, přičemž f_2 a f_3 jsou o −6 dB menší než f_1. Měříme produkt třetího řádu, tedy signál s některým z kmitočtů $f = \pm f_1 \pm f_2 \pm f_3$, např. $f = f_1 + f_2 - f_3$.

Máme-li k dispozici údaje změřené jednou z uvedených metod, lze je snadno převést na údaje odpovídající metodě druhé: „třísignálově" dosáhneme výsledků o asi 5 dB příznivějších než metodou dvousignálovou.

Údaje o optimálním pracovním bodu pro maximální linearitu (obvykle 1/2 až 2/3 maximální povolené kolektorové ztráty), velikost maximálního lineárního výstupního signálu U_{o1} (vybuditelnost) a konečně odstup (poměr) nelineární složky 3. řádu ku složce lineární U_{o3}/U_{o1} vyhodnocený v dB a nazývaný *intermodulace 3. řádu* IM_3, najdeme obvykle v katalozích.

Velmi zřídka však najdeme obdobně vyhodnocenu i nelinearitu 2. řádu, IM_2.

Údaj IM_3 (IM_2) bývá doplněn měřicím kmitočtem. Nad ním se IM_2, IM_3 zhoršují, pod ním zlepšují.



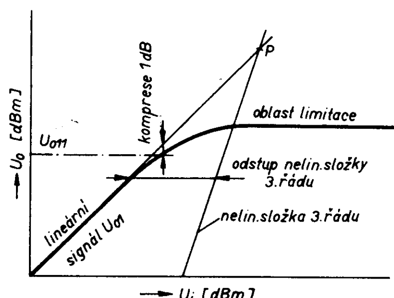
Obr. 20. Linearita tranzistorů

Pro ilustraci výše uvedených problémů jsou v obr. 20 vyneseny odstupy produktů 3. řádu, IM_3, v závislosti na velikosti výstupního lineárního signálu (U_{o1}) pro daný kmitočet a pracovní bod. Pro zesilovače malých rozvodů, popř. anténní předzesilovače postačí, aby pracovaly s linearitou IM_3 ≧ 40 dB. U velkých rozvodů se požaduje IM_3 ≧ 60 dB.

Při návrhu, popř. provozu zesilovače je nutno vždy uvážit velikost vf signálu (U_{o1}) na kolektorech jednotlivých tranzistorů a podle toho volit typ a pracovní bod tranzistorů. Největší signál je samozřejmě v koncovém tranzistoru, jehož pracovní bod musí odpovídat maximální linearitě. Z průběhů v obr. 20 je vidět, že pro vybuditelnost $U_{o1} \doteq 100$ mV a IM_3 ≧ 40 dB postačí jako koncový tranzistor BFR90. Pro $U_{o1} \doteq 200$ mV je nutno použít BFR91, pro $U_{o1} \doteq 500$ mV pak BFR96.

Tranzistory před koncovým stupněm jsou již vysokofrekvenčně zatíženy podstatně méně. Vyjdeme-li z předpokládaného signálu U_{o1} na výstupu zesilovače a minimálního zisku na stupeň 10 dB (tj. napěťové zesílení $G_u \doteq 3$), bude na předposledním tranzistoru max. signál $U_{o1}/3$ a na dalším od konce $U_{o1}/9$. Dosáhnout patřičné linearity již nebude problémem, neboť jak jsme již uvedli a z grafů v obr. 20 je to zřejmé – linearita se rychle zlepšuje při zmenšující se amplitudě signálu. Přesto ji však kontrolujeme, zvlášť u zesilovačů s větší vybuditelností. Průběhy v obr. 20 nám budou dobrým vodítkem.

Jsou-li uváděny v katalogu parametry úplných zesilovačů např. hybridních či monolitických, mohou mít údaje o linearitě též jinou formu. Všimněme si obr. 21. Je na něm poněkud zjednodušeně závislost vstupního signálu U_i na výstupním lineárním signálu U_{o1}, jehož strmost je 1:1 a výstupním nelineárním signálu U_{o3}, se strmostí 3:1. Z grafu je vidět, že při zvětšujícím se vstupním signálu se výstupní vf napětí U_{o1} zvětšuje zprvu lineárně, pak se průběh zakřivuje, dojde k limitaci. Podobný průběh – ovšem s větší strmostí – má i U_{o3}. Bod, v němž se základní výstupní signál U_{o1} zmenší o −1 dB vůči ideálnímu lineárnímu průběhu, bývá označován jako *bod komprese 1 dB*. Průsečík ideální základní složky U_{o1} a ideální nelineární složky U_{o3} bývá v katalogu opět vyznačen (P) jako „průsečík" (intercept point) a to pro příslušný výstupní signál U_{oP}. Údaje o velikosti výstupního signálu pro kompresi −1 dB a pro bod P jsou většinou v dBm, tj. dB nad mW, převod na mV je v obr. 11.



Obr. 21. Linearita zesilovačů

1.7 Stabilita

Pod tímto termínem rozumíme odolnost zesilovače vůči rozkmitání. Je zřejmé, že je to stěžejní problém při realizaci zesilovače. Kdy se může zesilovač rozkmitat? Stručně řečeno, když bude splněna některá nebo obě níže uvedené nerovnosti

$$S_{11} > 1 \text{ nebo } S_{22} > 1 \quad (27),$$

kde S_{11}, S_{22} jsou vstupní a výstupní činitele odrazu při obecném impedančním nepřizpůsobení. Jsou dány vztahy (12), (13).

Impedančně lze (27) vyjádřit podle vztahu (10) tak, že

$$\mathrm{Re}(Z'_{11}, Z'_{22}) < 0 \quad (28),$$

tj. *reálná část* vstupní či výstupní impedance (při obecném nepřizpůsobení) *je záporná.* Na Smithově diagramu jsou takové impedance za jeho okrajem. V tomto případě říkáme, že zesilovač je *potenciálně nestabilní.*

V opačném případě, kdy

$$\mathrm{Re}(Z'_{11}, Z'_{22}) > 0 \quad (29),$$

tj. jsou-li reálné složky vstupní a výstupní impedance kladné, je zesilovač *bezpodmínečně stabilní.* Samozřejmě uvažujeme případ, kdy $\mathrm{Re}(Z_g, Z_z) > 0$.

Skutečné zesilovače bývají často potenciálně nestabilní. Rozkmitají se však pouze tehdy, když

$$-\mathrm{Re}(Z'_{11}, Z'_{22}) > \mathrm{Re}(Z_g, Z_z) \quad (30),$$

tj. nebude-li jejich záporný reálný odpor na vstupu či výstupu – při obecném impedančním nepřizpůsobení – vykompenzován kladným odporem připojené impedance generátoru $\mathrm{Re}(Z_g)$ nebo zátěže $\mathrm{Re}(Z_z)$.

V textu byla zmínka o zesilovači *bezpodmínečně stabilním.* Zesilovač tohoto typu musí splňovat nerovnost (31)

$$\frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}|\,|S_{21}|} > 1 \quad (31).$$

Výraz před znaménkem nerovnosti je tzv. *Rolettův činitel stability.*

Jakým způsobem nestabilita vzniká a jak ji potlačujeme? Vyjděme z nerovnosti (27) a výrazů (12) a (13). Reálný vstupní, popř. výstupní odpor podle (12), (13) je ovlivňován jednak parametry S samotného tranzistoru, z nichž některé můžeme ovlivnit jednak volbou tranzistoru, jednak připojenými impedancemi Z_z, Z_g. Věnujme se nejprve Z_z a Z_g, neboť jejich nevhodná velikost bývá jedním z nejčastějších důvodů rozkmitání zesilovače. Vyšetřit vhodnost Z_z a Z_g je např. možné jejich dosazením do vztahů (12), (13) a zjišťováním $Re(Z_{11}, Z_{22})$. U širokopásmových zesilovačů je to úkol velmi rozsáhlý, vždyť musíme uvažovat Z_g, Z_z i mimo provozní kmitočtovou oblast, prostě všude tam, kde zesilovač zesiluje. Proto je vždy výhodné *omezit kmitočtový rozsah* zesilovače na nutné minimum zařazením filtru do vstupu (omezují rozsah Z_g) nebo mezi jednotlivé stupně. Takové „stabilizační" filtry mohou být velmi jednoduché, postačí Zobelovy články K nebo poločlánky. Často postačí i články degenerované, tvořené jediným reaktančním prvkem, např. vazebním kondenzátorem s malou kapacitou, zmenšujícím zisk na nízkých kmitočtech.

Jak dalece mohou ovlivnit stabilitu zesilovače samotné parametry S? Vyjděme opět ze vztahů (12), (13) a nerovnosti (27). Ta bude splněna tím lépe, čím větší bude $Re(Z_{11}, Z_{22})$. Nejdůležitější jsou poměry na vstupu, neboť $Re(Z_{11})$ je obvykle poměrně malá. Výhodný bude tedy *tranzistor, jehož* S_{11} *bude co nejmenší* ($S_{11} \to 0$) nebo $Re(Z_{11})$ *co největší.* Jako příklad téměř ideálního tranzistoru z tohoto hlediska lze uvést BFT66, BFQ69, BFR90 apod. Výstupní impedance má obvykle velkou reálnou složku, takže odtud nebezpečí nestability nehrozí. Uměle lze stabilitu zlepšit zařazením malého odporu do báze, příp. ve formě feritové trubičky. V prvním stupni je to však z šumového hlediska nežádoucí.

Další parametr S, který může ovlivnit stabilitu, je *zpětnovazební impedance,* reprezentovaná parametrem S_{12}. Způsobuje zpětný přenos z kolektoru do báze. Pro zapojení SE vytváří převážně zápornou zpětnou vazbu, která zmenšuje zisk – zvětšuje stabilitu. Pro nevhodné Z_z nebo Z_g však může tato vazba přejít v kladnou a vytvořit stav opačný, tj. zmenšit stabilitu, příp. rozkmitat zesilovač. Tato vazba se zvětšuje s kmitočtem. Při realizaci zesilovače je žádoucí ji nezvětšovat přídavnou vnější zpětnou vazbou. V minulosti – především v zapojení SB – se parazitní vazby likvidovaly zaváděním přídavné zpětné vazby, neutralizací. Dnes je již tento pojem téměř neznámý.

Ze vztahů (12), (13), popř. (31) vyplývá, že stabilita může být ovlivněna též ziskovým parametrem S_{21}. Se zvětšujícím se ziskem se Rolettův činitel zmenšuje – stabilita pochopitelně rovněž. Proto v praxi není žádoucí zbytečně zvětšovat zisk zesilovačů. Nestabilní zesilovač se obvykle „uklidní" po zmenšení napájecího napětí – zmenší se jeho zisk. Samozřejmě se však současně zmenší i jeho linearita, tj. zvětší se intermodulace a křížová modulace.

Jak posuzovat stabilitu v praxi bez složitých měřicích přístrojů? Lze to učinit připojováním vhodných impedancí na vstup (Z_g) a výstup (Z_z) a zjišťovat, zda se zesilovač nerozkmital.

U anténního předzesilovače je Z_g dáno impedancí antény, tj. její jmenovitou impedancí Z_{AN} (což je za symetrizačním členem Z_{AN} = 75 Ω) a jejím ČSV (nejčastěji ČSV = 3 až 5). Skutečná impedance antény Z_A je pak dána na Smithově diagramu kruhem o poloměru ČSV antény. To znamená rozsah reálných odporů (R_A) a reaktancí jX_A bude

$$R_{A\,min} = \frac{Z_{AN}}{ČSV}, \quad R_{A\,max} = Z_{AN} \,.\, ČSV,$$

$$jX_{A\,max} \doteq \pm j1{,}4Z_0 \ldots\ldots \text{pro ČSV} = 3$$
$$jX_{A\,max} \doteq \pm j2{,}4Z_0 \ldots\ldots \text{pro ČSV} = 5 \qquad (32).$$

Pro jmenovitou impedanci antény (po převodu na nesymetrickou) Z_{AN} = 75 Ω bude tedy její reálný odpor kolísat, pro ČSV = 3 v rozsahu 25 až 225 Ω a pro ČSV = 5 dokonce v mezích 15 až 375 Ω. Reaktance se může měnit v rozmezí jX_A = 0 až ±j105 Ω pro ČSV = 3, popř 0 až ±j180 Ω pro ČSV = 5.

Podobný rozsah impedancí lze čekat i na výstupní straně (Z_z), kde bývá připojen televizor.

Nejnepříznivější je obvykle stav, kdy je reálný odpor v obvodu minimální, samozřejmě nelze zcela vyloučit ani ostatní v úvahu přicházející impedance.

Při testu stability se v praxi omezíme obvykle na nejhorší extrém, tj. na vstup i výstup připojíme R_{min} = 15 až 20 Ω. Chceme-li mít jistotu, vstup příp. výstup nebo oboje zkratujeme. V žádném případě by neměl pro R_{min} zesilovač kmitat. Test můžeme rozšířit na další impedance, příp. na stav, kdy je vstup a výstup rozpojen. Rozkmitání se projeví i změnou napájecího proudu, často velmi malou. U stabilního zesilovače se nesmí při uvedeném testu odebíraný proud měnit.

1.8 Šum

Jedním z důležitých parametrů, které určují kvalitu zesilovače, je šumové číslo F. Podle známé definice je to podíl poměru signál/šum na výstupu $(S/N)_o$ a vstupu $(S/N)_i$ uvažováno výkonově

$$F_p = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} \qquad (33).$$

Častěji bývá šumové číslo vyjádřeno v dB (F_{dB}) obdobně podle vztahu (16) nebo tab. 1 (převod výkonového poměru na dB). Šumové číslo F_{dB} je tedy *počet dB, o které se zhorší poměr signál/šum po průchodu zesilovačem.*

Šumové číslo zesilovače je v první řadě dáno *jakostí použitého tranzistoru.* V tomto směru jsme poměrně dobře informováni údaji v katalozích světových výrobců. Zhruba lze říci, že i s běžnými tranzistory jako BFR90 (vyrábějí se i v MLR a Polsku) lze dosáhnout v V. TV pásmu šumového čísla $F \doteq$ 2 až 3 dB při optimálním impedančním přizpůsobení a optimálním pracovním bodu. Vynikající jsou v tomto směru tranzistory BFQ69, popř. BFG65 (viz obr. 22, 23), které se však v zemích RVHP nevyrábějí.

Závažný vliv na velikost šumového čísla má samozřejmě *provozní kmitočet.* Se zvyšujícím se kmitočtem se šumové číslo zvětšuje. Typické průběhy šumového čísla používaných tranzistorů v závislosti na kmitočtu jsou v obr. 22.

Dalším důležitým parametrem, ovlivňujícím šumové číslo F, je *pracovní bod:* závislost F na kolektorovém proudu (I_C) je na obr. 23. Je zřejmé, že optimum F je při malých proudech. Důležitý je však průběh křivek v obr. 23. Výhodné je, aby uvedená závislost byla co nejplošší. Pro moderní tranzistory to platí v míře až překvapivé (BFQ69). To umožňuje „zvětšit" pracovní bod tranzistoru a tedy i jeho zisk, linearitu a zlepšit impedanci bez podstatného zhoršení šumového čísla. Obvykle volíme totiž i pro vstupní tranzistor pracovní bod tak, že je „vyšší" než šumově optimální.

Šumové číslo ovlivňuje též *impedanční přizpůsobení.* Šumové číslo F uváděné v katalogu je vázáno – mimo jiné – na určitý reálný odpor výstupu předchozí části zařízení (např. antény), uváděný jako $R_{G\,opt}$ (impedance zdroje). V katalozích lze najít buď přímo $R_{G\,opt}$ pro minimum F (obvykle $R_{G\,opt}$ = 50 až 60 Ω) nebo poznámku, že $R_{G\,opt}$ má blíže neurčenou velikost. Výhodnější je samozřejmě tranzistor, u něhož je $R_{G\,opt}$ přesně určen a blíží se impedanci pro výkonové přizpůsobení (R_G = 50 až 75 Ω). V tomto případě se při realizaci zesilovače obvykle přibližíme katalogovému údaji F.

U několikastupňového zesilovače je šumové číslo v první řadě dáno vstupním tranzistorem, ten musí být co nejkvalitnější. Ne zcela zanedbatelný je však vliv dalšího tranzistoru. Výsledné F je určeno výrazem (34)

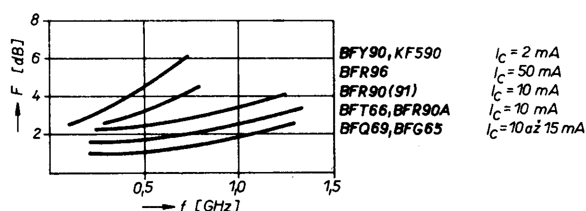
$$F_p = F_{p1} + \frac{F_{p2} - 1}{G_{p1}} + \frac{F_{p3} - 1}{G_{p2}G_{p3}} \qquad (34),$$

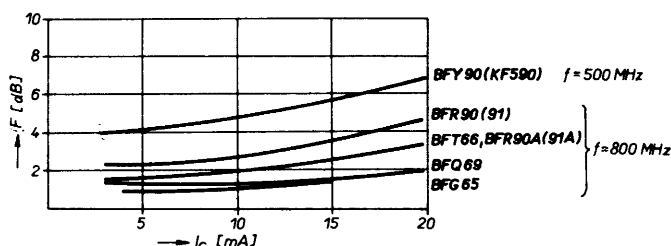
kde F_{p1}, G_{p1} je šumové číslo a zisk 1. stupně, *uvažováno výkonově,*

F_{p2}, G_{p2} druhého stupně, atd.

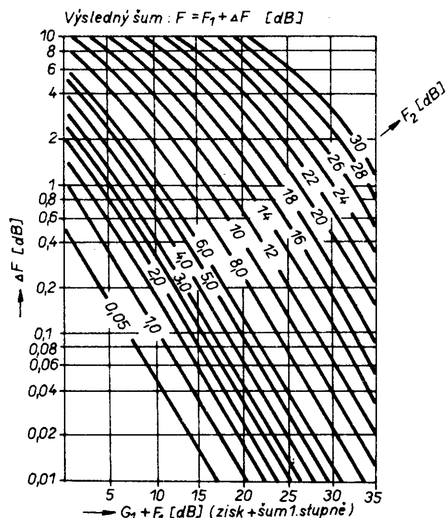
Další tranzistory obvykle nehrají roli. Graficky je vliv 2. stupně, ΔF, zpracován v obr. 24. Vliv šumového čísla tranzistoru 2. stupně zesilovače na celkovém F je tím menší, čím větší zisk má 1. stupeň.

Obr. 22. Závislost šumového čísla na kmitočtu





Obr. 23. Vliv kolektorového proudu na šumové číslo tranzistorů



Obr. 24. Zvětšení šumového čísla ΔF [dB] tranzistoru s parametry G_1 a F_1 přiřazením 2. stupně s šumovým číslem F_2

V reálném zesilovači však mohou zhoršovat šumové číslo i další činitele. Předně je to *zpětná vazba*. Jak bude dále uvedeno, zmenšuje se vlivem zpětné vazby zisk tranzistoru. To vede ke zvýšenému uplatnění šumu kolektoru a tudíž i k zhoršení F. Se zvětšováním stupně zpětné vazby se tedy zvětšuje i šum. Je proto nutné, zvláště v 1. stupni zesilovačů, vypustit nebo alespoň omezit zpětnou vazbu na minimum.

Šumové číslo F může dále zhoršovat zařazení *útlumových prvků* do vstupu tranzistoru. Je-li jejich útlum A a šumové číslo tranzistoru F_1, pak výsledné šumové číslo F bude

$$F = F_1 + A \quad [\text{dB; dB}] \qquad (35).$$

Útlumový článek může mít samozřejmě velmi rozmanitou formu: malý sériový (tlumicí) odpor v bázi, malá vazební kapacita, příliš malý napájecí odpor báze, útlum vstupního filtru, útlum přívodního vf kabelu. Např. 10 m běžného kabelu zařazeného mezi anténu a předzesilovač zhorší šumové číslo o 2 dB na horním konci TV pásma (jeho délka by neměla překročit 2 až 3 m).

Až dosud jsme používali pro vyjádření šumových poměrů šumové číslo F. Pro velmi malá F (1 až 3 dB) se někdy používá míra jemnější – *ekvivalentní šumová teplota*, vyjádřená v Kelvinech (Θ_K). Je dána výrazem (36)

$$\Theta_K = (F_p - 1)\, T_0 \qquad (36),$$

kde F_p je šumové číslo výkonové, $T_0 \doteq 300$ K je teplota okolí. Někdy je jednotkou přímo T_0, pak ekvivalentní šumová teplota

$$\Theta_{T_0} = F_p - 1 \qquad (37)$$

a pro větší hodnoty bude $\Theta_{T_0} = F_p$, tj. Θ_{T_0} bude přibližně rovno výkonovému šumovému číslu. Pro běžnou praxi se Θ nepoužívá, v katalozích bývá pouze F_{dB}.

Jaký skutečný vliv má šumové číslo na kvalitu signálu? Z definice F vyplývá, že signál po průchodu zesilovačem zhorší svůj odstup vůči šumu, výkonově uvažováno, $F_p$krát (napěťově $\sqrt{F_p}$krát), vyjádřeno v dB je výstupní poměr signál/šum $(S/N)_0$ [dB] dán součtem vstupního odstupu $(S/N)_i$ [dB] a šumového čísla [dB] zesilovače:

$$(S/N)_0 = (S/N)_i + F \quad [\text{dB; dB}] \qquad (38).$$

Šum F zesilovače se tedy uplatní pouze pro malé odstupy S/N, tj. pro silně zašuměné signály. V opačném případě je zesilovač s malým šumem zbytečný, což je případ distribučních (koncových) zesilovačů v domovních rozvodech.

Velikost vstupního $(S/N)_i$ je u soustav, v nichž je zdrojem signálu anténa, dán v první řadě velikostí elektromagnetického pole, v němž je anténa umístěna, E_1, a ziskem antény G_D, obvykle vůči půlvlnnému dipólu. Anténa dodává signál

$$U_A = \frac{47{,}75 E_1 G_D}{f} \sqrt{\frac{R'_A}{72}} \qquad (39),$$

kde U_A je v µV, E_1 intenzita pole v µV/m, G_D napěťový zisk vůči dipólu, R'_A reálný odpor antény přetransformovaný do vstupu zesilovače ($R'_A \doteq 75\ \Omega$). Signálové napětí dodávané anténou se často vyjadřuje v dB nad 1 µV, vstupní a výstupní signál zesilovačů bývá udáván v dBm, což znamená, jak jsme již uvedli, dB nad 1 mW pro 50 Ω nebo 75 Ω. Převod dBm a dBµV na mV a µV je v tab. 2.

Anténa je však zdrojem nejen aktivního signálu U_A, ale i nežádoucího šumu U_{AN}. Jde o tepelný šum jejího reálného odporu R_A

$$U_{AN} = \sqrt{k T_0 R'_A \Delta f} \qquad (40),$$

kde $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K, T_0 je teplota okolí v Kelvinech (20 °C = 293 K), Δf ekvivalentní šumová šířka pásma ($\Delta f \doteq 5{,}75$ MHz). Pro $R_A = 75\ \Omega$ bude $U_{AN} = 1{,}32$ µV. Dále je důležité, že U_{AN} je přímo úměrné $\sqrt{\Delta f}$, zúžení pásma na polovinu zmenšuje šum na 0,707 původní velikosti, tj. o 3 dB. Z předchozího vyplývá, že anténa je zdrojem signálu s šumovým odstupem (napěťovým)

$$\frac{U_A}{U_{AN}} = \frac{U_A\,[\mu V]}{1{,}32\ \mu V} \qquad (41),$$

který můžeme převést na dB pomocí tab. 1 (napěťový poměr).

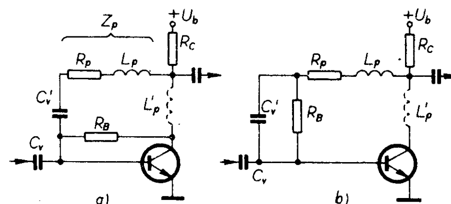
1.9 Zpětné vazby

V obr. 3 jsou základní zapojení tranzistorových zesilovačů bez zpětných vazeb, tj. mezi vstupem a výstupem není připojen žádný vazební člen (mimo vnitřní vazební impedance samotného tranzistoru, které způsobují jeho zpětný přenos, reprezentovaný parametrem S_{12}).

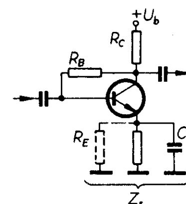
U širokopásmových zesilovačů, většinou v zapojení se společným emitorem (SE), se používá zásadně odlišné uspořádání: tranzistor je doplněn vnějšími vazebními obvody, zapojenými mezi vstup a výstup, jimiž se převádí část energie z výstupu do vstupu. Tato energie musí mít přibližně opačnou fázi – od vstupního signálu se musí odečítat – zmenšuje tedy zisk zesilovače, je to záporná zpětná vazba. Kladná zpětná vazba by zesilovač mohla rozkmitat.

Zpětná vazba se zavádí v zásadě dvojím způsobem: jako paralelní, vytvářená impedancí Z_p (obr. 25), nebo sériová, způsobená impedancí Z_s (obr. 26). Negativní charakter vazby zajišťuje skutečnost, že zesilovač SE má mezi vstupem a výstupem fázový posuv přibližně 180°. Obě zpětnovazební impedance mohou být buď pouze reálné (R_p, R_E) nebo doplněné korekčními reaktancemi, což bývá u paralelní vazby indukčnost L_p, u sériové kapacita C_E. Obě tyto reaktance se při zvyšujícím se kmitočtu zpětné vazby vyřazují. Někdy bývá obvod zpětné vazby doplněn cívkou L'_p, která v určitých případech funkci zpětné vazby zlepšuje. Mimo Z_p je mezi vstup a výstup připojen napájecí odpor R_B báze. V běžných případech se neuplatňuje, neboť jeho odpor je mnohonásobně větší než zpětnovazební R_p. Výjimečně v zapojení podle obr. 6 může být R_B malý a zpětnou vazbu vytváří. Najdeme o něm zmínku v článku o stabilizaci pracovního bodu.

Napájecí odpor báze R_B a zpětnovazební obvod Z_p je možno řadit buď paralelně (obr. 25) nebo sériově (obr. 26b). Kondenzátor C_v nemá korekční charakter, vyřazuje pouze malý odpor R_p ze stejnosměrného napájení báze. Obě varianty jsou elektricky téměř ekvivalentní.



Obr. 25. Paralelní zpětná vazba



Obr. 26. Sériová zpětná vazba

V praktickém provedení zpětnovazebních zesilovačů se většinou obě zpětné vazby kombinují z důvodů, jež uvedeme dále.

Jak ovlivní zpětná vazba elektrické vlastnosti zesilovače? V první řadě záporná zpětná vazba zmenšuje zisk volného tranzistoru (bez zpětných vazeb) na

$$G_{Zu} = \frac{1}{1 - \beta_{Zu} G_u} G_u = K_{Zu} G_u \qquad (42),$$

kde G_{Zu} je napěťový zisk tranzistoru se zpětnou vazbou, G_u je zisk volného tranzistoru (bez zpětných vazeb), β_{Zu} je napěťový útlum ve smyčce zpětné vazby, pro nekonečný útlum (volný tranzistor) je $\beta_{Zu} = 0$, pro nulový útlum (sledovač) je $\beta_{Zu} = 1$. Zlomek (K_{Zu}) je někdy nazýván *stupněm vazby* a určuje zmenšení napěťového zisku zpětnou vazbou. Velmi přibližně ($Z_0 \doteq S_{11} \doteq Z_z \doteq Z_0 \doteq 50\ \Omega$, $S_{22} = 2Z_0$) platí pro zesilovače s paralelní zpětnou vazbou, že napěťový útlum zpětnovazební smyčky je dán vztahem

$$\beta_{Zu} = \frac{0{,}5 Z_0}{R_p + 0{,}5 Z_0} \qquad (43),$$

pro sériovou zpětnou vazbu

$$\beta_{Zu} = \frac{R_E}{2(R_E + 2Z_0)} \qquad (44).$$

Dosazením do (42) obdržíme přibližnou informaci o zisku zesilovače se zpětnou vazbou. Např. pro běžné $R_p = 330\ \Omega$, $R_E = 12\ \Omega$ a zisk volného tranzistoru $G = 20$ dB, tj. $G_u = 10$ vychází zmenšení zisku (K_Z) pro paralelní vazbu

$K_{ZP} = 0{,}59 = -4{,}6$ dB, pro sériovou $K_{ZS} = 0{,}6 = -4{,}5$ dB. Tedy zesilovač s oběma vazbami bude mít zesílení menší o $K_Z = K_{ZS} . K_{ZP} = 0{,}6 . 0{,}59 = 0{,}35$, popř. zisk v dB o $K_Z = 4{,}6 + 4{,}5$ dB $= 9$ dB. Výsledné zesílení pak bude

$$G_{Zu} = 0{,}35 . 10 = 3{,}5,$$

tj. zisk 20 dB − 9 dB = 11 dB.

Z (42) plyne, že zmenšení zisku zpětnou vazbou je úměrné zisku volného tranzistoru. Jelikož zisk se s kmitočtem zmenšuje, zmenšuje se zpětnou vazbou pokles zisku, přenosová charakteristika se vyrovnává a to tím více, čím je vazba větší. Vyrovnání charakteristiky napomáhá, učiníme-li zpětnovazební impedanci kmitočtově závislou doplněním o L_P a C_E, jak jsme již uvedli. Tímto způsobem lze i s poměrně malými zpětnými vazbami ($\beta_{Zu} \leqq 0{,}1$) omezit kmitočtovou závislost zisku.

U sériové zpětné vazby se stává, že na určitém kmitočtu rezonuje indukčnost L_{RE} zpětnovazebního odporu s kapacitou korekčního kondenzátoru (C_E), v tom případě se mění charakter zpětné vazby ze záporné na kladnou, zisk obvodu se zvětšuje, tranzistor se může i rozkmitat. Někdy se tohoto způsobu používá ke zvětšení zisku na horním okraji provozního pásma, naproti tomu, chceme-li vliv rezonance potlačit, zmenšíme L_{RE} odstraněním přívodů, případně nahradíme jediný zpětnovazební rezistor dvěma, příp. i čtyřmi.

Samostatná paralelní zpětná vazba se používá zřídka, neboť příliš zmenšuje vstupní a výstupní impedanci. Občas lze spatřit samotnou sériovou vazbu s korekčním kondenzátorem pro vyrovnání přenosu na horním okraji pásma. Nejčastěji se obě zpětné vazby kombinují. Důvody jsou obvykle impedanční. Zpětná vazba má totiž výrazný **vliv na impedanci** zesilovače. Paralelní vazba vstupní a výstupní impedanci (především reálný odpor) zmenšuje, sériová zvětšuje. Kombinací obou vazeb lze dosáhnout požadované vstupní a výstupní impedance. Pro zesilovače s větší zpětnou vazbou ($K_Z \geqq 6$ dB) se doporučuje volit zpětnovazební odpory podle

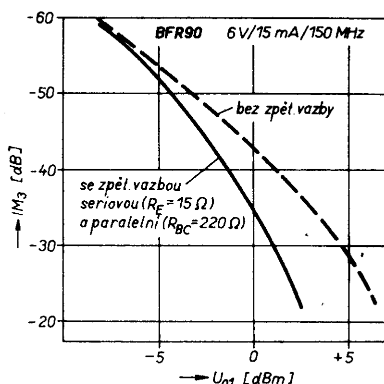
$$R_P R_E = Z^2_0 \quad (45).$$

Navíc zpětná vazba většinou podstatně zkracuje impedanční křivku tak, jak ji vynášíme ve Smithově diagramu, zvětšuje se tím impedanční širokopásmovost, popř. zmenšuje ČSV.

Dalším důležitým parametrem, který zpětná vazba údajně zlepšuje, je *linearita.* Pro vf tranzistory však toto tvrzení neplatí jednoznačně. Velkým zdrojem nelinearity je mimo jiné přechod emitor – báze. Se zvětšující se zpětnou vazbou se zmenšuje zesílení tranzistoru, tedy pro konstantní výstupní signál roste amplituda na vstupu, tj. na zmíněném přechodu emitor – báze. Proti linearizujícímu vlivu zpětné vazby působí rostoucí vliv nelinearity vstupu.

V obr. 27 je tato zajímavá skutečnost zachycena graficky. Jsou zde vyneseny změřené průběhy odstupu nelineárních složek 3. řádu IM_3 v závislosti na výstupním lineárním signálu (U_{01}) a to jednak v zapojení bez zpětné vazby, jednak se zpětnou vazbou. Je vidět, že největší linearity (největší odstup IM_3) se dosahuje v daném zapojení právě u použitých tranzistorů bez zpětných vazeb.

Velmi důležitý je vliv zpětné vazby na šumové poměry v zesilovači. Jak jsme již uvedli, *zpětná vazba šum zhoršuje.* Proto v žádném případě nepatří na vstupní tranzistor anténních předzesilovačů. Experimentálně bylo zjištěno, že již zpětná



Obr. 27. Vliv zpětné vazby na linearitu (IM_3) tranzistoru BFR90

vazba zmenšující zisk asi o 6 dB zhoršuje šumové číslo asi o 2 dB.

Nakonec si ještě všimněme vlivu záporné zpětné vazby na *stabilitu.* Podaří-li se zachovat záporný charakter zpětné vazby v celém kmitočtovém rozsahu, v němž je zesilovač schopen zesilovat, je její vliv samozřejmě příznivý. Vlivem nevhodného uspořádání, tj. mimořádně dlouhých spojů a velkých kompenzačních reaktancí, dále působením nevhodných zatěžujících impedancí (především s malým reálným odporem), se může zpětná vazba změnit na kladnou – tranzistor se rozkmitá. Bývá to sice případ ojedinělý, vyloučit jej však nelze.

2. Volba typu zesilovače

V první řadě se musíme vždy rozhodnout, použijeme-li typ úzkopásmový (kanálový) či širokopásmový. Rozhodnutí není vždy jednoduché, musíme vzít v úvahu počet přijímaných vysílačů, jejich kmitočty, polohu, intenzitu elektromagnetického pole, možnost rušení.

Jaké výhody lze čekat od toho kterého typu? Kanálový zesilovač dokáže výborně potlačit nežádoucí příjem v širším pásmu, pokud kmitočet rušeného signálu není příliš blízko kmitočtu žádaného signálu. Sousední kanál kanálovým zesilovačem v žádném případě „nezlikvidujeme". Potlačení obsousedního kanálu je na mezi možnosti takového zesilovače. Zde je většinou žádoucí doplnit zesilovač odlaďovačem. Souhrnně je tedy tento typ jednoznačně výhodný pro příjem jediného vysílače s kmitočtově vzdálenějším rušícím pozadím.

Pokud jde o základní parametry, pak kanálový zesilovač má poněkud větší zisk na stupeň, lze jej dokonale impedančně přizpůsobit. Tím výčet výhod končí. Hlavní nevýhodou je pochopitelně možnost přijímat pouze jeden vysílač, dále poměrně *obtížné optimální elektrické nastavení* i mechanická realizace. Šumově je prakticky shodný se zesilovačem širokopásmovým.

Tam, kde chceme přijímat signálů několik, je třeba vždy přednostně uvážit použití širokopásmového zesilovače. Jeho hlavní nevýhodu – rušení nežádoucími vysílači – lze omezit jednak zlepšením jeho linearity (kvalitnější tranzistory, „vyšší" pracovní body), jednak použitím odlaďovače. Samozřejmě odlaďujeme pouze silné vysílače, které dokáží vyvolat rušivý, nelineární produkt. Obvykle se problém rušení vyskytuje pouze v blízkosti silného vysílače – asi v okruhu 30 až 50 km.

Velkou výhodou širokopásmových zesilovačů je jednoduchá realizace a snadné elektrické nastavení. Tato skutečnost způsobuje, že se širokopásmové zesilovače používají i pro příjem jediného vysílače. Každému, kdo začíná s dálkovým příjmem, doporučujeme v první řadě přešetřit možnost právě jejich použití.

2.1 Širokopásmové zesilovače s bipolárními tranzistory

Než začneme realizovat širokopásmový zesilovač, je třeba ujasnit si, jaké vlastnosti jsou pro daný provoz nutné. Prakticky přicházejí v úvahu dva typy: 1. zesilovač s vyrovnanou přenosovou charakteristikou – nejčastěji se zpětnými vazbami, 2. zesilovač s klesající charakteristikou – převážně bez zpětných vazeb. Znovu upozorňujeme, že vyrovnání zisku v širším kmitočtovém pásmu jde na úkor zisku na nižších kmitočtech, ať je již charakteristika vyrovnána jakýmkoli způsobem. Je tedy nutno posoudit, je-li větší zisk na nižších kmitočtech na závadu či nikoli. Není-li zesilovač celkově ziskově předimenzován, velmi často dojdeme k názoru, že zvětšení zisku na dolním konci provozního pásma nejen nevadí, ale že je dokonce užitečné. Z hlediska stability je však žádoucí zisk na nižších kmitočtech přesto poněkud zmenšit, např. některým zjednodušeným náklonovým členem (viz článek o přenosové charakteristice). Za těchto okolností se zajisté rozhodneme pro zesilovač bez zpětných vazeb. Zesilovač s úplně vyrovnanou charakteristikou (±1 dB) přichází v úvahu pouze jako koncový, distribuční zesilovač pro domovní rozvody, jehož úkolem je nahradit ztráty v rozvodu.

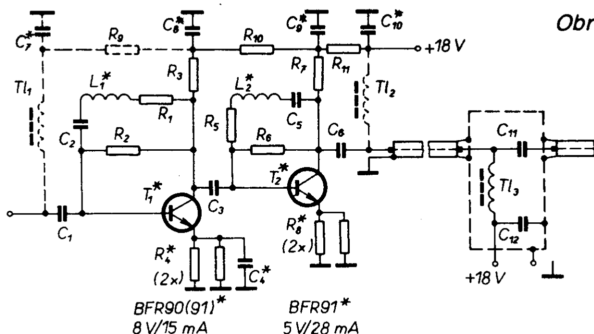
2.2 Způsob realizace

Zesilovače dále uvedené budou realizovány na deskách s plošnými spoji, které se vyznačují velkými a souvislými plochami zemní části. Zásadně na nich chybí delší spoje, které by přerušovaly kontinuitu země. Tam, kde by byly třeba, např. k propojení napájecích bodů jednotlivých tranzistorů, jsou nahrazeny propojkami z rezistorů malých odporů (3 až 10 Ω), které navíc zlepšují filtrační schopnost blokovacích kondenzátorů. Jednotlivé ostrůvky, mezi nimiž může vznikat nežádoucí vazba (např. bázový a kolektorový ostrůvek), jsou odděleny širokou zemní plochou. Uvedený způsob návrhu plošných spojů především zlepšuje stabilitu zesilovače.

Ostrůvky, jimiž prochází aktivní signál, jsou co nejmenší, mezera vůči zemi je široká minimálně 2 mm. Je totiž třeba udržet jejich nežádoucí kapacitu vůči zemi co nejmenší (< 1 pF). Na 750 MHz má již jediný pF reaktanci −j200 Ω, což za jistých okolností může způsobit útlum běžně 1 až 2 dB. Indukčnosti přívodů řazené sériově v cestě signálu většinou neškodí, naopak často kompenzují nežádoucí kapacity vůči zemi, příp. kapacitní složky S_{11}, S_{22} tranzistorů.

Součásti vytvářející vlastní cestu signálu – hlavně filtry a tranzistory – je výhodné pájet pokud možno ze strany spojů. Zmenšíme tak ztráty v kuprextitu, neboť elektromagnetické pole vytvářené mezi uvedenými součástkami a zemí zasahuje ztrátové dielektrikum kuprextitu minimálně.

Ostrůvky pro součástky paralelní zpětné vazby jsou nahrazeny nepokovenými



Obr. 28. Schéma zesilovače se zpětnými vazbami

(součástky, označené hvězdičkou, jsou pájeny ze strany spojů, viz text)

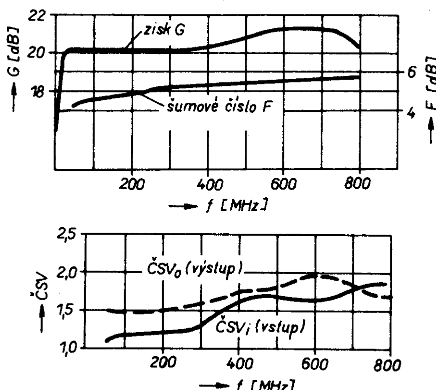
ploškami se dvěma dírkami, na nichž propojíme korekční cívky (v obr. 28 L_1, L_2) se zpětnovazebními rezistory (obr. 28 R_1, R_5) a oddělovací kondenzátory (obr. 28 C_2, C_5). Zmenšíme tak parazitní kapacitu vůči zemi v místě spojení L_1, L_2 s R_1, R_5, v němž je ve zpětnovazební větvi vůči zemi poměrně velká impedance, která zvětšuje nežádoucí účinek zmíněné parazitní kapacity.

Odpory sériové zpětné vazby (obr. 28 R_4, R_8) jsou zdvojeny a prakticky bez přívodů, pájeny přímo na zkrácené (asi 2 mm) vývody emitorů bez ostrůvků. Toto uspořádání značně eliminuje nežádoucí indukčnosti v obvodu emitoru, které zavádějí přídavnou sériovou zpětnou vazbu, zvětšující se s kmitočtem a tudíž zmenšující zisk na vyšších kmitočtech. Ze stejného důvodu musíme potlačit indukčnosti v obvodu emitoru u zesilovačů bez zpětných vazeb. Emitory pájíme na zem bezprostředně u pouzder tranzistorů.

Pasívní součásti, které budeme používat, jsou běžné. Týká se to rezistorů i kondenzátorů. Potřebu bezvývodových (terčíkových) kondenzátorů obcházíme tím, že u poduškových kondenzátorů zkrátíme přívody na naprosté minimum (< 2 mm) a pájíme je ze strany spojů. U blokovacích kondenzátorů v napájecí větvi násobí jejich účinnost „propojky" rezistorů.

Pokud jde o kryty zesilovačů, je běžně nutná pouze ochrana proti klimatickým vlivům, pokud jsou provozovány mimo chráněný prostor. Elektrický kryt (vodivá krabice) je nutný pouze v místě silného rušení. V tom případě pak musíme vodivý kryt dokonale spojit se stíněním vf vedení buď konektory, nebo účinným propájením.

Napájecí rezistory bází (spojují kolektor s bází) můžeme pájet ze strany spojů přímo na přívody tranzistorů. Tyto rezistory je totiž většinou nutné vybrat tak, aby byl zachován požadovaný pracovní bod. Při pájení ze strany součástí je jejich případná výměna obtížná. Samozřejmě mohou být definitivně připájeny ze strany součástí, tedy proti tranzistoru z druhé strany desky s plošnými spoji.



Obr. 29. Naměřené parametry zesilovače se zpětnými vazbami z obr. 28

2.3 Zesilovače se zpětnými vazbami

Nejprve uvádíme zesilovač, který lze charakterizovat jako „klasický" širokopásmový typ. Kmitočtová charakteristika je vyrovnána relativně velkými zpětnými vazbami (redukce zisku ≧ 10 dB). Zesilovač je dobře impedančně přizpůsoben. Hodí se proto jako koncový zesilovač do menších domovních rozvodů, může napájet i větší množství televizorů, samozřejmě přes patřičný rozvod. Schéma zesilovače je na obr. 28. V principu je to doporučené zapojení firmy Philips pro tranzistory BFR90 a BFR91, pouze napájení bází je zjednodušeno a pracovní body nepatrně „sníženy". Přesto jsou voleny především z hlediska linearity (T_1 8 V/15 mA, T_2 5 V/28 mA). Tranzistor BFR90 lze nahradit BFR91 při nepatrně zhoršené vstupní impedanci.

Naměřený průběh zisku *G*, šumu *F*, impedančního přizpůsobení vstupu $ČSV_i$ a výstupu $ČSV_o$ jsou v obr. 29. Vybuditelnost U_{o1} ≦ 200 mV.

Relativně velké šumové číslo *F* je způsobeno zpětnými vazbami. Pro koncový zesilovač to však nevadí, většinou mu bude předřazen anténní předzesilovač.

V případě, že zesilovač bude používán pouze pro některý TV rozsah a na ostatních bude rušení, můžeme mu předřadit filtr, např. dolní propust stejně jako u zesilovače bez zpětných vazeb např. podle obr. 35. Pro jednoduchý filtr je na desce s plošnými spoji připraven jeden ostrůvek navíc.

Rozložení součástí na desce s plošnými spoji je na obr. 30. Způsob montáže jsme probrali v předchozím. Součásti pájené netypicky, tj. ze strany spojů, jsou označeny hvězdičkou.

Seznam součástek pro dvoustupňový zesilovač z obr. 28, 30

Rezistory (TR 151, MLT-0,25, není-li uvedeno jinak)

R_1, R_5	270 Ω
R_2	39 kΩ
R_3	680 Ω
R_4	2× 22 Ω, TR 191
R_6	15 kΩ
R_7	470 Ω, TR 152
R_8	2× 18 Ω, TR 191
R_9, R_{10}, R_{11}	4,7 Ω, TR 151, 112a, 212

Kondenzátory

C_1, C_3, C_6	470 pF, TK 725
C_2, C_5, C_7, C_8, C_9, C_{10}	4,7 nF, TK 744 (TK 745)
C_4	3,3 pF, TK 656

Tranzistory

T_1	BFR90 (BFR91) (8 V, 15 mA)
T_2	BFR91 (5 V, 28 mA)

Cívky

L_1, L_2	3 z na ∅ = 3 mm drátu o ∅ = 0,3 až 0,5 mm CuL
Tl_1, Tl_2, Tl_3	viz text

Deska z obr. 30 má univerzální charakter, lze ji použít pro 1 až 3stupňový zesilovač, se zpětnými vazbami i bez nich.

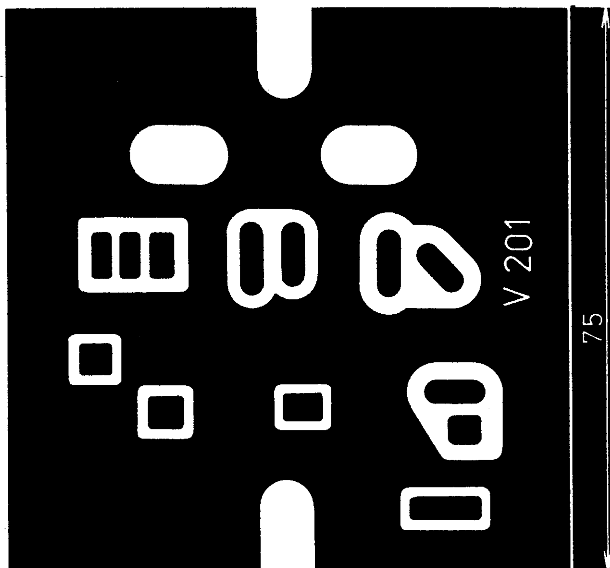
Odpory rezistorů pro napájení bází (R_2 a R_6), kterými nastavujeme pracovní body, je nutno brát s určitou rezervou, závisí na stejnosměrném zesilovacím činiteli použitých tranzistorů. V případě nutnosti je změníme tak, aby byly dodrženy pracovní body tranzistorů s přesností asi ±10 %. Napájecí napětí U_b = +18 V lze změnit způsobem uvedeným v článku o pracovním bodu tranzistorů.

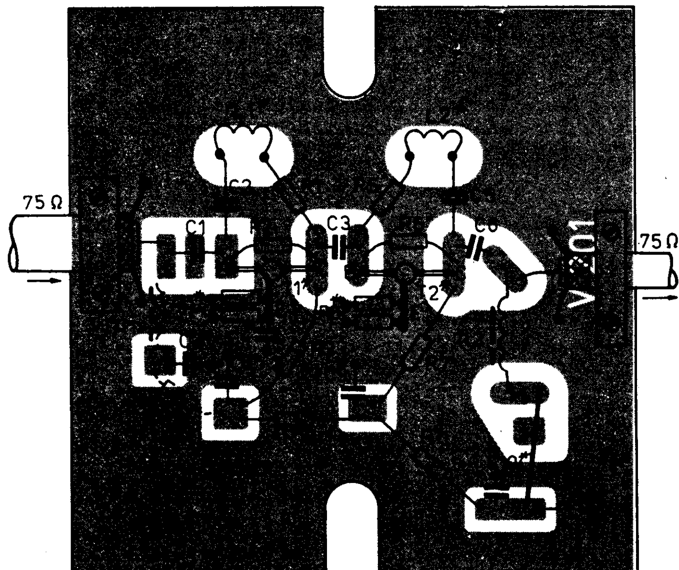
Při praktickém použití bude tento typ zesilovače umístěn uvnitř budovy, dobře chráněn před povětrností. Zesilovač tedy není nutno klimaticky chránit. Rovněž elektrické stínění není většinou nutné. V některých případech však bude žádoucí kryt před mechanickým poškozením. Deska s plošnými spoji je navržena tak, aby zesilovač bylo možno umístit do ploché instalační krabičky typ 6480-81. Jeho poloha v krabičce je zajištěna dvěma výřezy, do nichž zapadnou výlisky pro šrouby krytu krabice. Navíc je možno desku s plošnými spoji připevnit ke dnu krabice prodlouženými šrouby kabelových příchytek.

Velmi důležité je spojení vf kabelu s plošným spojem. Vhodný způsob je zřejmý z obr. 30. Kabel je odděleně propojen po elektrické a mechanické stránce. Elektrické propojení je vytvořeno pájením: stínění kabelu je rozpleteno ve dva velmi krátké cůpky, které jsou připájeny k měděné fólii. Mechanicky jsou vf kabely spojeny se zesilovačem dvěma příchytkami (obdobně jako síťová šňůra ke spotřebiči).

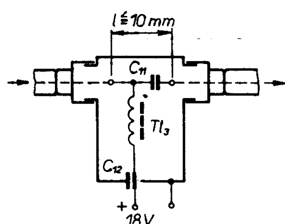
Zesilovač lze ze stejnosměrného zdroje (18 V) napájet dvěma způsoby: buď přímo na vyznačený ostrůvek +18 V (0 V je na zemi) přivést napájecí napětí vždy nejkratší cestou co nejdále od vf spojů (vyvrtanou dírkou do krabice 6480-81), nebo napájet zesilovač po kabelu (obr. 28, 30). V tom případě spojíme ostrůvek +18 V tlumivkou (Tl_2) s ostrůvkem žíly souosého kabelu a +18 V zavádíme do zesilovače po této žíle, druhý pól zdroje je připojen ke stínění kabelu. Na vhodném místě (napájecí bod) připojíme pak napájecí zdroj ke kabelu, tj. +18 V tlumivkou (Tl_3, obr. 28) propojíme s žílou kabelu a druhý pól přímo se stíněním. Tlumivku Tl_3 ze strany zdroje zablokujeme kondenzátorem C_{12}, nejlépe průchodkovým, vf výstupy napájecího bodu oddělíme kondenzátorem C_{11}. Napájecí bod můžeme realizovat jako kovovou krabičku, případně s vf vstupem a výstupem přes konektory. Stejnosměrné napájení pak zavedeme do napájecího bodu zmíněným průchodkovým kondenzátorem 1,5 nF (obr. 28, 31).

Dosti často se vyskytne případ, že je poblíž antény před koncovým zesilovačem zařazen anténní předzesilovač. Pak je výhodné zajistit jeho napájení opět po vf kabelu. To lze udělat jednoduše tak, že vstup našeho zesilovače spojíme tlumivkou (Tl_1) s nejbližším bodem napájení (obr. 28, 30). Všechny tlumivky (Tl_1, Tl_2, Tl_3) pájíme vždy krátkým přívodem k žíle, delší přívod může vést k nejbližšímu bodu, v němž je napětí +18 V.





Obr. 30. Deska s plošnými spoji zesilovače se zpětnými vazbami z obr. 28 (V201)



Obr. 31. Napájecí bod

Pokud jde o provedení tlumivek, jako Tl_1 až Tl_3 se osvědčuje pro pásmo 50 až 800 MHz 14 závitů drátu o ∅ asi 0,2 mm na feritovém toroidu o ∅ 4 mm z hmoty N2, N1, N05. Pro zúžené pásmo 450 až 800 MHz použijeme asi 10 závitů na toroidu o ∅ 4 mm z hmoty N1, N2, N05. Pro větší proudové zatížení (≧ 100 mA) použijeme toroid o ∅ 6,3 s 10 závity drátu o ∅ asi 0,3 mm.

Výkonnější zpětnovazební zesilovač

V případě, že vybuditelnost předchozího zesilovače (U_{o3} = 200 mV) nepostačí pro předpokládaný typ rozvodu (větší počet přípojek), lze na stejné desce s plošnými spoji (obr. 30) postavit zesilovač s větší linearitou – s vybuditelností zhruba dvojnásobnou. Použijeme však jiné tranzistory a to T_1 – BFR91, T_2 – BFR96, koncový tranzistor minulého zesilovače je v tomto případě vstupním tranzistorem. Koncový tranzistor BFR96 (popř. BFR96S) má podle katalogu vybuditelnost U_{o1} = 650 (popř. 500) mV ještě na 800 MHz pro odstup nelineárních produktů 3. řádu –60 dB (měřeno třísignálově) pro pracovní bod 8 V, 60 mA. V našem případě (opět jako u minulého zesilovače) zmenšíme poněkud jeho příkon na pracovní bod T_2 (6 V, 45 mA), což zajistí vybuditelnost asi U_{o1} = 400 mV ještě na IV./V. TV pásmu. Vstupní tranzistor má pracovní bod T_1 (6 V, 25 mA). Zpětné vazby mají přibližně shodnou úroveň (K_{Zu} ≐ 10 dB).

Relativně velká vybuditelnost zesilovače umožňuje použít jej i pro střední rozvody. V tomto směru je pouze o –6 dB horší než profesionálně vyráběné zesilovače TESLA, tj. TESA S. Zesilovač může tedy zajistit signál i pro poměrně velký činžovní dům.

Rozložení součástí a způsob realizace jsou zcela shodné s předchozím typem. Totéž platí o možnosti použít vstupní filtr a dva způsoby napájení. Schéma a deska s plošnými spoji odpovídají obr. 28, 30. Kolektorové rezistory (R_3 a R_7) vzdálíme poněkud (3 až 5 mm) od desky s plošnými spoji – jejich ztrátový výkon by zbytečně ohříval desku.

Seznam součástek pro výkonnější zesilovač z obr. 28, 30

R_2	22 kΩ, TR 151 (MLT-0,25)
R_3	470 Ω, TR 151 (MLT-0,25)
R_6	12 kΩ, TR 152 (MLT-0,5)
R_7	270 Ω, TR 153 (MLT-1)

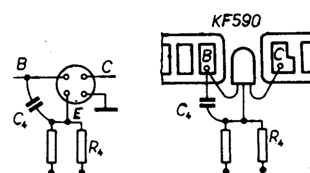
Ostatní pasívní součástky (R, C, L) jako u méně výkonové verze.

T_1	BFR91 (6 V, 26 mA)
T_2	BFR96 (6 V, 45 mA)

Naměřené parametry jsou v obr. 32. Jsou téměř shodné s parametry předchozího zesilovače v obr. 29. Pouze šum je nepatrně horší – což u výkonových zesilovačů nehraje roli – a vybuditelnost je samozřejmě větší U_{o1} ≦ 400 mV.

Až doposud jsme uváděli zesilovače s tranzistory, které se vyrábějí v cizině (NSR, MLR, PLR atd.). Jejich použití lze jednoznačně doporučit. Mají výborné elektrické vlastnosti, vysoký mezní kmitočet (f_T ≧ 5 GHz) a především velmi dobrou linearitu, která je u širokopásmových zesilovačů maximálně důležitá.

Naskýtá se otázka, jak dalece je lze nahradit našimi tranzistory KF590, KFW16? Předně mezní kmitočet našich tranzistorů je f_T ≐ 1 GHz. Tato skutečnost sama o sobě napovídá, že jejich použití ve IV. a V. pásmu je nevýhodné. Pokud jde o širokopásmové zesilovače, lze nouzově použít KF590. KFW16 se nedoporučuje vzhledem k tomu, že pouzdro tranzistoru (a tedy i jeho případný chladič) je spojeno s kolektorem a jeho kapacita vůči zemi by značně redukovala zisk. Na desce s plošnými spoji z obr. 30 byl realizován dvoustupňový zesilovač se dvěma KF590. Pracovní body tranzistorů byly voleny s ohledem na max. zisk a linearitu: T_1 (10 V, 8 mA), T_2 (5 V, 23 mA). Z emitoru do báze je zavedena kmitočtově závislá zpětná vazba kondenzátorem C_4, obr. 33, která zlepšuje zisk na horním okraji pásma. Přívody emitorů a emitorových rezistorů (R_4, R_9) musí být co nejkratší. Totéž platí samozřejmě i o přívodu stínění tranzistoru. Vzhledem k tomu, že tranzistor KF590 je v kovovém pouzdře a plošné spoje byly

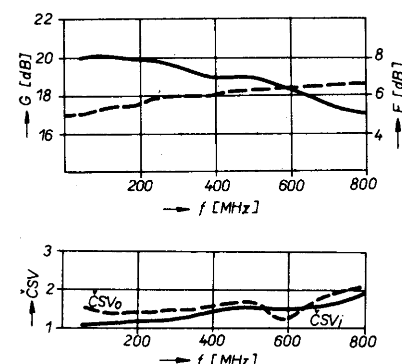


Obr. 33. Připojení kovových tranzistorů k plošným spojům

navrženy pro plastikové tranzistory (BFR90, 91, 96 apod.), je nutné vhodně uspořádat jeho přívody. Jedno z řešení je na obr. 33, tranzistor je umístěn na plocho, přívody jsou ohnuty do směrů, odpovídajících vývodům plastikových tranzistorů. Kovové pouzdro je možno v případě nutnosti připájet přímo „na zem" na desce s plošnými spoji. Ostatně tyto úpravy v blízké budoucnosti odpadnou, neboť na trhu se již objeví modifikace KF590 v plastikovém pouzdře, patrně pod označením KF190.

Seznam součástek pro zesilovač s tranzistory KF590

R_2	68 kΩ, TR 151 (MLT-0,25)
R_3	1 kΩ, TR 151



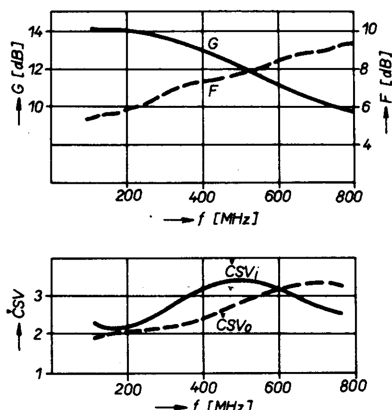
Obr. 32. Naměřené parametry výkonnějšího zesilovače se zpětnými vazbami

R_6	22 kΩ, TR 152
R_7	560 Ω, TR 152 (MLT-0,5)
C_4	2,2 pF, TK 656

ostatní součástky (R, L, C) jako u zesilovače podle obr. 28.

T_1	KF590 (KF190, 191) (10 V, 8 mA)
T_2	KF590 (KF190, 191) (5 V, 23 mA)

Naměřené údaje jsou v obr. 34. Je zřejmé značné zhoršení všech důležitých parametrů. Obzvláště nepříjemná je však malá vybuditelnost. Linearita zesilovače je jeho největší slabinou, vybuditelnost je pouhých $U_{o1} \doteq 50$ mV.



Obr. 34. Naměřené parametry zesilovače s tranzistory KF590

2.4 Zesilovače bez zpětných vazeb

Pod tímto názvem rozumíme zesilovače buď zcela postrádající zpětné vazby nebo se zpětnou vazbou s omezeným, dílčím působením. Jejich zisk se bez příslušných korekcí zmenšuje s kmitočtem přibližně 6 dB na oktávu, což většinou omezuje jejich použití na kmitočtový rozsah $\Delta f \leqq 1:2$. Naproti tomu nepřítomnost zpětných vazeb zvětšuje zisk zesilovačů a především zlepšuje šumové číslo. Posledně jmenovaná zásadní výhoda umožňuje jejich využití též jako anténních širokopásmových předzesilovačů.

Z předchozího je zřejmé, že hlavní „nevýhodou" uvažovaného zesilovače je nerovnoměrná kmitočtová charakteristika. Ve většině případů předpokládaného využití zesilovače však tato skutečnost nevadí, naopak dosti často je výhodné, má-li zesilovač na nižších kmitočtech větší zisk – takto např. můžeme kompenzovat opačný průběh zisku širokopásmových směrových antén.

Zisk zesilovačů bez zpětných vazeb musí být samozřejmě nějak omezen, neboť jinak by se trvale zvětšoval směrem k nižším kmitočtům o 6 dB na oktávu, takže např. dvoustupňový zesilovač, který má v pásmu 500 až 800 MHz obvykle zisk 28 až 22 dB, by dosahoval na kmitočtu 50 MHz zisku asi 50 dB. To by vedlo, při daném mechanickém uspořádání, ke vzniku potenciální nestability, případně i k rozkmitání. Navíc by byly nežádaně zesíleny i vysílače mimo požadované provozní pásmo, čímž by vzniklo množství nežádoucích nelineárních produktů.

Zisk se omezuje, popř. kmitočtové pásmo zesilovače zužuje obvykle způsoby, o nichž jsme pojednali v článku o přenosových charakteristikách. Pomineme-li zpětné vazby, zbývá způsob, kdy mezi jednotlivé stupně řadíme reaktanční prvky se vzestupnou přenosovou charakteristikou, např. vazební kondenzátory s extrémně malou kapacitou, kolektorové indukčnosti, filtry apod. Navíc omezujeme pásmo vstupním filtrem. Všemi těmito způsoby můžeme dokonce v užším kmitočtovém pásmu průběh zisku vyrovnat, což však, jak jsme již uvedli, není často nutné.

Velmi důležitý je u širokopásmových zesilovačů bez zpětných vazeb problém stability. Chybějí totiž stabilizující vlivy zpětných vazeb. Nestabilita je vyvolávána jednak extrémním ziskem jednotlivých tranzistorů na nízkých kmitočtech, jednak nevhodnou impedancí připojenou ke vstupu (Z_g) a výstupu (Z_z) (viz část o stabilitě zesilovačů), přičemž musíme uvažovat i kmitočtovou oblast mimo provozní pásmo. I tento problém lze řešit vhodnými vazebními prvky uvnitř zesilovače a filtry vně zesilovače.

Mimo nerovnoměrnou přenosovou charakteristiku je dalším omezujícím činitelem zesilovačů bez zpětných vazeb impedanční přizpůsobení. Opět chybí příznivé působení zpětných vazeb. Úzkopásmové zesilovače lze impedančně přizpůsobit jednoduchými reaktančními články či poločlánky. V širším pásmu (např. $\Delta f = 1:2$) to již většinou není možné. Zde musí pomoci výběr vhodného typu tranzistoru. Jde o to, aby parametry S_{11}, S_{22} měly v požadovaném pásmu co nejvýhodnější průběh. Samozřejmě vstupní i výstupní impedance tranzistoru je ovlivněna i dalšími činiteli (viz odst. o parametrech S), ale příznivý průběh S_{11} a S_{22} je základem dobrého impedančního přizpůsobení bez zpětných vazeb. Potřebné vlastnosti se objevily teprve u moderních křemíkových tranzistorů. Teprve ty je možno bez zpětných vazeb řadit v širokopásmových zesilovačích do kaskády.

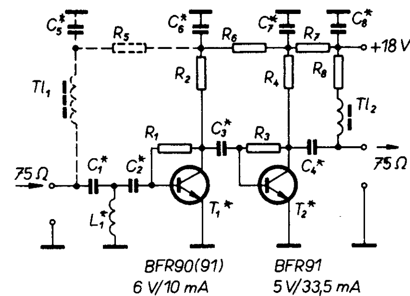
Ze známých průběhů S_{11} a S_{22} s přihlédnutím k S_{21} v úvahu přicházejících tranzistorů vyplývá, že oblast poměrně dobrého impedančního přizpůsobení se nachází většinou až nad hranicí 200 až 400 MHz. Proto využití širokopásmových zesilovačů bez zpětných vazeb přichází v úvahu hlavně až pro IV. a V. TV pásmo. Na nižších kmitočtech (např. ve III. TV pásmu) je výhodnější varianta úzkopásmová s impedančním přizpůsobením vhodnými reaktančními články.

Určité možnosti zlepšení vstupní impedance u zesilovačů bez zpětných vazeb dávají též vhodné vazební prvky mezi stupni, případně i vhodné nastavení vstupního omezovacího filtru.

2.5 Dvoustupňový zesilovač bez zpětných vazeb pro IV. a V. TV pásmo

Výsledkem výše uvedených úvah je zesilovač pro TV pásma IV a V (470 až 850 MHz). Jeho schéma je na obr. 35.

Na vstupu je jednoduchý filtr – Zobelův článek K jako horní propust. Jeho úkolem je omezit provozní pásmo zesilovače, potlačit v nejnutnější míře nežádoucí vysílače pod provozním pásmem (jeho útlum se zvětšuje asi o 18 dB na oktávu). Zároveň jej lze využít ke kmitočtově omezenému impedančnímu přizpůsobení – zmenšením indukčnosti cívky L_1 pouhým roztažením závitů přesuneme oblast optimální vstupní impedance z dolního konce pro-



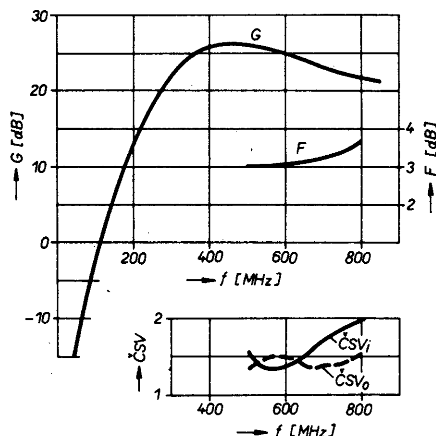
Obr. 35. Schéma dvoustupňového zesilovače bez zpětných vazeb

vozního pásma k vyšším kmitočtům. Mimo uvedené funkce má vstupní filtr ještě další význam: zajišťuje „bázovou" stabilitu 1. stupně zesilovače tím, že vytváří mimo provozní oblast velkou impedanci, která odděluje první tranzistor od prakticky nedefinovatelné impedance Z_g.

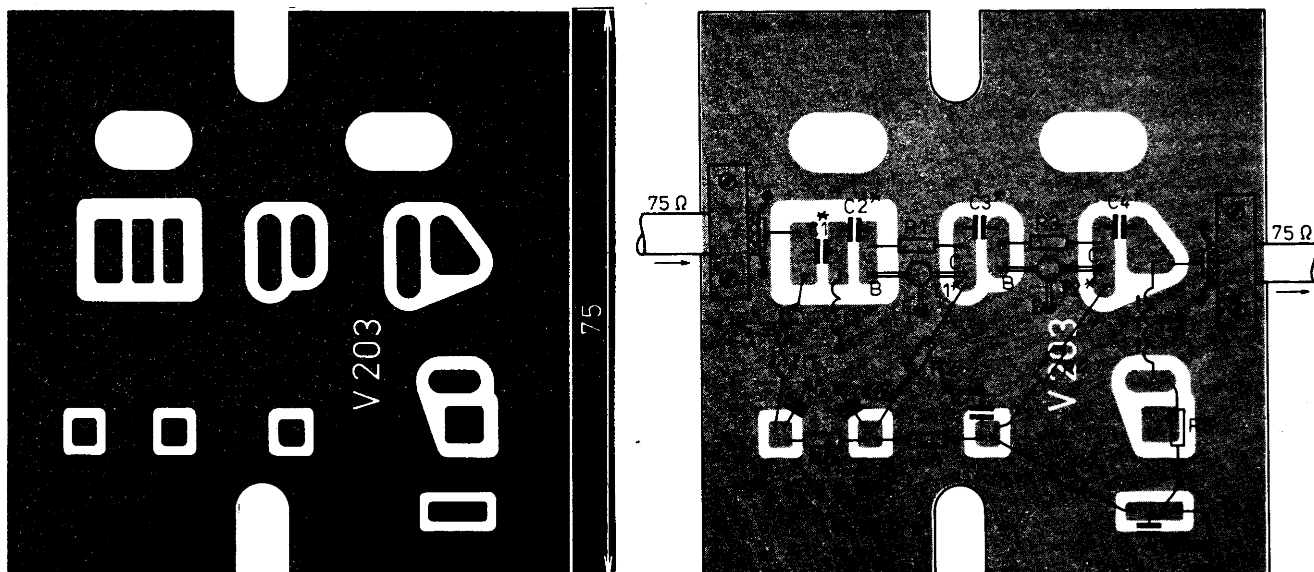
Následující tranzistor T_1 (obr. 35), BFR90, který převážně určuje šumové číslo, má nastaven pracovní bod poněkud kompromisně. Samozřejmě je respektováno šumové hledisko (malá kolektorová ztráta), je však přihlédnuto i k linearitě a impedanci, které se „poklesem" pracovního bodu zhoršují. Pracovní bod je nastaven na 6 V, 10 mA ±10 %, což znamená, že šumové číslo bude asi o 0,5 dB horší, než jakého by bylo možno dosáhnout. Toto zhoršení je však bohatě vyváženo správnou impedancí a linearitou.

První tranzistor (BFR90) je možno beze změny zaměnit za BFR91 s nepatrným zhoršením vstupní impedance. Kdo by chtěl zlepšit šumové číslo zesilovače, aniž by „snižoval" jeho pracovní bod, tomu doporučujeme použít na 1. stupeň tranzistor BFT66 nebo zásadně výhodnější BFQ69 (viz obr. 22, 23). Tyto tranzistory se však ve státech RVHP nevyrábějí. Jestliže budeme chtít dosáhnout naprostého šumového optima s tranzistorem BFR90 (91), je třeba použít pracovní bod prvního tranzistoru 6 V, 4 až 5 mA. Odpor kolektorového rezistoru je pak nutno zvětšit na R_2 = 2,7 kΩ a napájecí rezistor do báze na $R_1 \doteq 100$ kΩ. Zlepšení šumového čísla je asi 0,5 dB, zároveň je však horší impedance a linearita.

Vazbu na další tranzistor zprostředkuje C_3, kondenzátor s relativně malou kapacitou 8,2 pF. Jeho kapacita je volena tak, aby částečně korigovala nerovnoměrnou přenosovou charakteristiku a pod provozním pásmem vytvářela účinný útlumový člen (zjednodušená dolní propust), čímž je zároveň zlepšena stabilita zesilo-



Obr. 36. Naměřené parametry zesilovače bez zpětných vazeb z obr. 35



Obr. 37. Deska s plošnými spoji zesilovače bez zpětných vazeb z obr. 35 (deska V203)

vače. Navíc C_3 vytváří kapacitní zátěž prvnímu tranzistoru, což vede ke zlepšení vstupní impedance zesilovače.

Druhý tranzistor, BFR91, je nastaven jednoznačně na co největší linearitu. Jeho pracovní bod je 5 V, 28 mA (±10 %).

Seznam součástek pro dvoustupňový zesilovač bez zpětných vazeb

Rezistory (TR 151, MLT-0,25)	
R_1	asi 56 kΩ
R_2	1,2 kΩ
R_3	asi 18 kΩ
R_4	470 Ω, TR 152 (MLT-0,5)
R_5 až R_8	4,7 Ω TR 151, 112a, 212
Kondenzátory	
C_1	4,7 pF, TK 656
C_2	3,3 pF, TK 656
C_3	8,2 pF, TK 755
C_4	100 pF, TK 794
C_5 až C_8	4,7 nF, TK 744 (TK 745)
Tl_1 až Tl_3	viz text
Tranzistory	
T_1	BFR90 (91), BFT66, BFQ69 (6 V, 10 mA)
T_2	BFR91 (5 V, 28 mA)

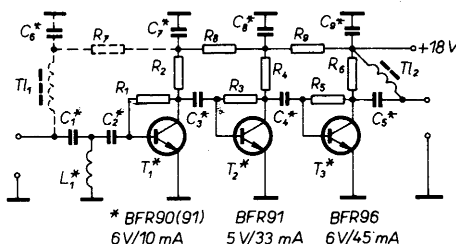
Naměřené parametry jsou v obr. 36. Zisk v provozním pásmu 470 až 850 MHz se pohybuje v rozmezí 26 až 22 dB, závisí ovšem vždy též na kvalitě tranzistorů, max. tolerance je asi ±3 dB. Pro odhad možného příjmu rušicích signálů je uveden i zisk pod provozním pásmem. Rovněž rozptyl šumového čísla není zanedbatelný, asi +1 až −0,5 dB. Vstupní impedance v obr. 36 platí pro vzdálenost mezi oběma závity L_1 asi 2 mm, jestliže je radikálně „rozehneme", přesune se minimum ČSV až asi na 700 MHz. Vybuditelnost zesilovače, tj. maximální výstupní signál je asi U_{o1} = 200 mV pro odstup rušicích signálů asi −50 dB.

Osazená deska s plošnými spoji je na obr. 37. Je zřejmé, že je to stejná deska jako pro zpětnovazební zesilovače, např. podle obr. 28. Rozmístění součástek je shodné, zpětné vazby jsou pochopitelně vypuštěny. Součásti pájené ze strany spojů jsou opět značeny hvězdičkou. Pro způsob realizace platí totéž, co bylo řečeno u zpětnovazebních zesilovačů. Znovu připomínáme, že je nutno zkrátit přívod emitorů na naprosté minimum. Rovněž o připojení vf kabelu a stejnosměrném napájení platí totéž, co bylo uvedeno u zpětnovazebních zesilovačů (tlumivky Tl_1, Tl_2, popř. Tl_3 v napájecím bodě). Odpor napájecích rezistorů do bází T_1 a T_2, tj. R_1 = 56 kΩ a R_3 = 15 kΩ, v případě nutnosti změníme tak, aby pracovní body byly dodrženy s přesností asi ±10 %.

Zesilovač můžeme vestavět do instalační krabice typu 6480-81, ovšem bude-li chráněn před vlivy povětrnosti. Vzhledem ke způsobu použití – jako anténní předzesilovač, nebude toto uspořádání vždy možné. Zesilovač by měl být umístěn do poměrně těsné blízkosti antény, neboť útlum kabelu zhoršuje šumové číslo zesilovače (viz odst. o šumu). Elektricky ideální je jeho vestavění přímo do anténní krabice. Z praktických hledisek je výhodnější umístit jej do zvláštní vodotěsné krabice blízko antény. Běžný vf kabel má útlum asi 2 dB/10 m/800 MHz. Je žádoucí, aby před zesilovač nebyl zařazen útlum větší než 0,5 dB, v krajním případě 1 dB. To znamená nepřekročit délku kabelu mezi anténou a zesilovačem asi 2 až 5 m, popř. volit kabel co nejkvalitnější, který ovšem těžko seženeme. Umístění zesilovače mimo anténu zlepší jeho přístupnost při údržbě a bude-li ochranná krabice kovová, spojená s uzemněním, zlepšíme též poněkud ochranu zesilovače před vlivy atmosférické elektřiny.

Provozní zkušenosti s tímto – snad nejjednodušším existujícím – typem zesilovače pro IV. a V. pásmo jsou výborné všude tam, kde není překročena mez jeho linearity, tj. pokud žádný signál na jeho výstupu nebude větší než jeho vybuditelnost (U_{o1}). Samozřejmě se to týká jak žádoucích signálů, tak rušivých a to v provozním pásmu i mimo ně.

Jestliže ve vašem případě zesilovač selže – na obrazovce se objeví rušení – nehledejte chybu v jeho jednoduchosti. Obvykle stačí zlepšit filtraci rušicích signálů, tj. předřadit zesilovači dokonalejší vstupní filtr a zesilovač bude opět spolehlivě plnit svůj úkol.

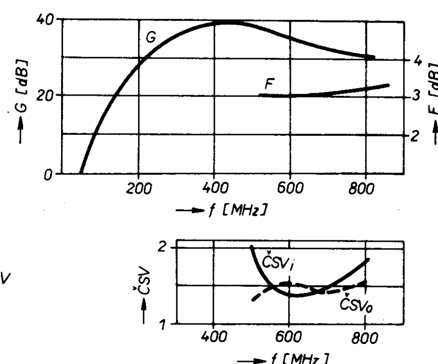


Obr. 38. Schéma třístupňového zesilovače bez zpětných vazeb

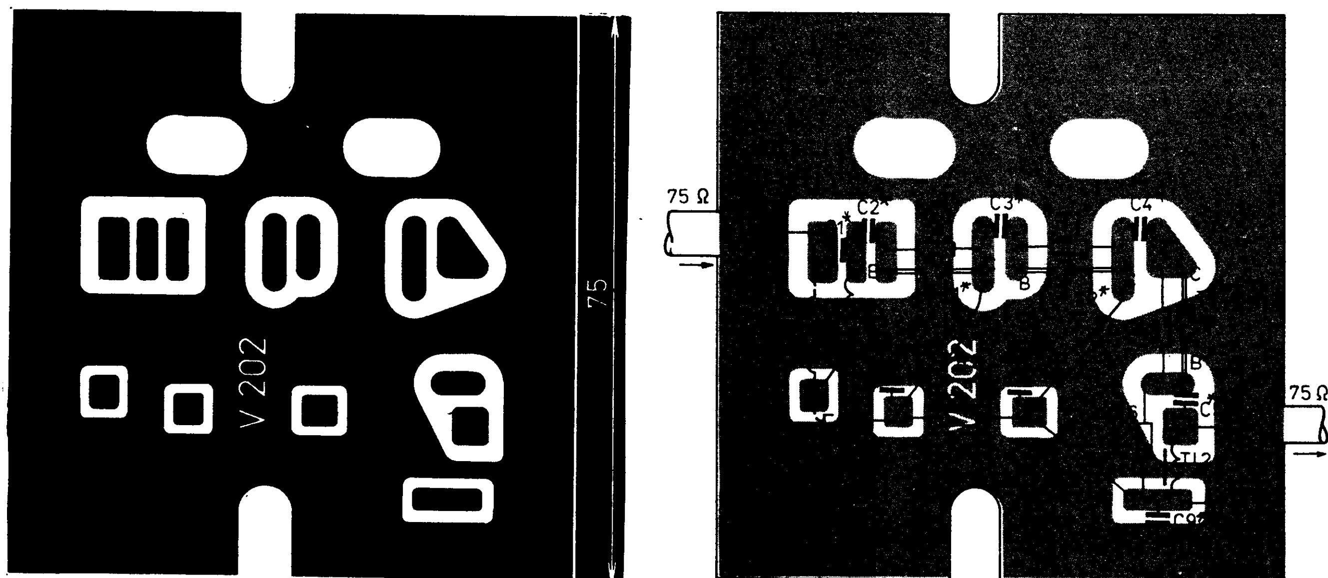
2.6 Třístupňový zesilovač bez zpětných vazeb

Zesilovač tohoto typu lze doporučit výjimečně tam, kde je nutno použít extrémně dlouhý (≧ 25 m) svod (vf kabel) a je nutno nahradit jeho ztráty.

Schéma zesilovače je na obr. 38. Jde vlastně o typ z obr. 35, jemuž byl přidán koncový stupeň s BFR96. O prvních dvou stupních platí to, co bylo řečeno o předchozím zesilovači, jejich zapojení je shodné, včetně pracovního bodu (T_1: 6 V, 10 mA, T_2: 5 V, 28 mA). Přidaný stupeň s BFR96 má pracovní bod 6 V, 50 mA. Je to poněkud méně než doporučené optimum pro lineární provoz (8 V, 60 mA), bereme však ohled na dobu života relativně drahého tranzistoru. V nouzi lze použít pro přidaný stupeň tranzistor BFR91 (jako 2. stupeň), u něhož upravíme pracovní bod na asi 5 V, 39 mA. Kolektorový rezistor změníme na R_6 = 330 Ω, napájení báze R_5 ≐ 10 kΩ. Vybuditelnost se však značně zmenší. Naměřené parametry jsou v obr. 39.



Obr. 39. Naměřené parametry třístupňového zesilovače z obr. 38



Obr. 40. Deska s plošnými spoji třístupňového zesilovače z obr. 38 (deska V202)

Seznam součástek pro třístupňový zesilovač

Rezistory (TR 151, MTL-0,25)	
R_1	asi 56 kΩ
R_2	1,2 kΩ
R_3	asi 18 kΩ
R_4	470 Ω, TR 152 (MTL-05)
R_5	12 kΩ
R_6	270 Ω, TR 153 (MTL-1)
R_7 až R_9	4,7 Ω, TR 151, 112a, 212
Kondenzátory	
C_1	4,7 pF, TK 656
C_2	3,3 pF, TK 656
C_3, C_4	8,2 pF, TK 755
C_5	100 pF, TK 794
C_6 až C_9	4,7 nF, TK 744 (TK 745)
Tranzistory	
T_1	BFR90 (91), BFT66, BFQ69 (6 V, 10 mA)
T_2	BFR91 (5 V, 28 mA)
T_3	BFR96 (6 V, 45 mA), BFR91 (5 V/39 mA; R_5 = 10 kΩ, R_6 = 330 Ω)
Tl_1, Tl_2	viz text

Zisk dosahuje již úctyhodné velikosti, na dolním konci pásma se blíží 40 dB a ani pod provozním pásmem není zanedbatelný. Již tato skutečnost napovídá, že stabilita bude znatelně horší než u předchozího typu. Bude-li mít zesilovač v provozu sklon ke kmitání, je nutno zmenšit kapacitu vazebních kondenzátorů na 6,8 pF i méně, hlavně mezi prvním a druhým stupněm. Vybuditelnost zesilovače je přibližně $U_{01} \cong 400$ mV pro BFR96 na konci. Použitím BFR91 na třetím stupni se zmenší na asi $U_{01} \cong 250$ mV. Šumové číslo je možno opět zlepšit, zařadíme-li na vstup tranzistor BFT66 (asi o 0,7 dB), nebo, výrazněji, použitím BFQ69 (zlepšení o asi 0,5 až 1,5 dB!).

Osazená deska s plošnými spoji je na obr. 40. Deska je opět shodná jako u všech předchozích zesilovačů. Rovněž způsob realizace je shodný, včetně připojení vf kabelů a způsobu napájení. Vzhledem k poměrně velkému kolektorovému ztrátovému výkonu tranzistoru třetího stupně připájíme jej s mezerou vůči plošnému spoji asi 3 až 5 mm. Vzorek zesilovače je na obr. 41 (druhá strana obálky).

Obr. 41. Fotografie třístupňového zesilovače (ze strany spojů a ze strany součástek), viz 2. strana obálky

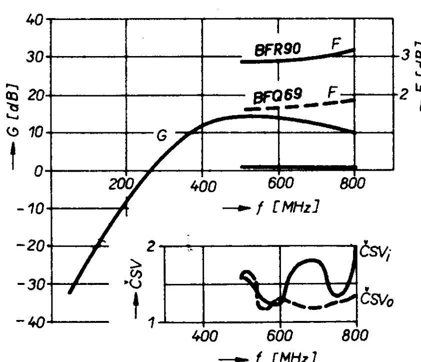
2.7 Další varianty zesilovačů bez zpětných vazeb

Jednostupňový zesilovač

Jak je zřejmé, tvoří oba již popsané zesilovače, tj. dvou a třístupňový, vlastně stavebnici, kterou lze dále rozvíjet. Tak např. budeme-li potřebovat jednostupňový zesilovač, lze zapojit pouze první stupeň z obr. 35 a druhý stupeň překlenout propojkou z pásku širokého asi 3 mm, nejlépe izolovaného bužírkou, vedeného těsně nad měděnou fólií desky.

Pokud jde o zapojení, bude v něm jediná změna, výstupní vazební kondenzátor C_3 bude mít samozřejmě větší kapacitu a to jako výstupní vazební kondenzátor u všech předchozích zesilovačů, tj. 100 pF.

Naměřené parametry jsou v obr. 42. Vybuditelnost je asi $U_{01} \cong 50$ mV. Šumové číslo můžeme zlepšit stejně jako u všech předchozích zesilovačů buď „snížením" pracovního bodu tranzistoru, nebo podstatně více a výhodněji použitím BFQ69 (viz obr. 42) nebo BFG65.



Obr. 42. Naměřené parametry jednostupňového zesilovače bez zpětných vazeb

Kdo by dal přednost při realizaci jednostupňového zesilovače linearitě, může použít samostatně druhý stupeň třístupňového zesilovače. Vstup musí doplnit obvyklým vstupním filtrem, jako u všech zesilovačů této řady. Pokud jde o parametry, šumové číslo se v tomto případě zhorší na asi $F \doteq 4$ až 4,5 dB, vybuditelnost se zvětší na asi $U_{01} \cong 200$ mV. Jeho linearita je skutečně vynikající. Komu postačí jeho zisk, lze jej vřele doporučit pro oblasti se silnými rušivými signály. Zhoršení šumového čísla je v takovém případě bezvýznamné.

Dvoustupňový zesilovač s velkou vybuditelností

V tomto případě použijeme z třístupňového zesilovače z obr. 38 poslední dva stupně, doplněné obvyklým vstupním filtrem a zapojíme je podle montážního plánku pro dvoustupňový zesilovač podle obr. 37. Zisk tohoto zesilovače bude přibližně shodný se ziskem dvoustupňového zesilovače, jehož parametry jsou na obr. 37. Šumové číslo se zhorší asi na $F \doteq 4,5$ dB, vybuditelnost se zvětší na $U_{01} \cong 400$ mV.

Jak patrno, silnou stránkou tohoto typu zesilovače bude opět jako v předchozím zesilovače linearita. Lze jej použít jako koncový zesilovač pro rozvody v pásmu 470 až 850 MHz, případně i anténní předzesilovač pro oblasti se silným rušicím vysílačem.

2.8 Zesilovače bez zpětných vazeb pro nižší kmitočtová pásma

Až doposud jsme u zesilovačů bez zpětných vazeb pro kmitočtové pásmo 470 až 850 MHz používali tranzistory typu BFR a jim podobné. Nahradit je našimi tranzistory KF590 v zesilovacích určených výlučně pro vyšší kmitočtová pásma ($\cong$ 500 MHz) by nemělo význam. Šumové číslo by dosahovalo 7 až 10 dB (tedy přibližně jako u dnešních televizorů TESLA). Rovněž zisk by byl zásadně menší. Pro uvedený kmitočtový obor se KF590 (190) nehodí.

Zásadně příznivější je situace na nižších kmitočtech. Podle schématu z obr. 35 a zapojovacího plánku v obr. 37 byl

realizován dvoustupňový zesilovač s tranzistory KF590 pro TV pásmo III, tj. 170 až 230 MHz. Změněn byl pochopitelně vstupní filtr, jeho mezní kmitočet byl posunut pod uvedené pásmo, dále pak pracovní body obou tranzistorů: T_1 10 V, 8 mA, T_2 5 V, 23 mA (±10 %).

Seznam součástek pro zesilovač z obr. 35, 37 upravený pro III. TV pásmo a tranzistory KF590 (KF190)

Rezistory (TR 151, MTL-0,25)

R_1	asi 68 kΩ
R_2	1 kΩ
R_3	asi 22 kΩ
R_4	560 Ω, TR 152 (MTL-0,5)
R_5 až R_8	4,7 Ω, TR 151, 112a, 212

Kondenzátory

C_1, C_2	10 pF, TK 755
C_3	18 pF, TK 755
C_4	100 pF, TK 794
C_5 až C_8	4,7 nF, TK 744 (745)

Tranzistory

T_1	KF590 (190) (10 V, 8 mA)
T_2	KF590 (190) (5 V, 23 mA)
L_1	6,5 z na ∅ 3 mm, vodič o ∅ 0,35 až 0,5 mm CuL
Tl_1, Tl_2	viz text k zesilovači v obr. 28, 30.

Naměřené parametry jsou v obr. 43. Je vidět, že na kmitočtech 170 až 230 MHz lze s tranzistory KF590 postavit již poměrně dokonalý zesilovač (až na poněkud menší vybuditelnost, $U_{o1} \leqq 150$ mV).

Kdo by chtěl pro toto kmitočtové pásmo realizovat zesilovač ještě dokonalejší, může použít zesilovač podle obr. 35, 37 (s tranzistory BFR90, 91), jemuž zamění vstupní filtr za typ s nižším mezním kmitočtem, stejný, jaký je použit u předchozího zesilovače, s údaji podle seznamu součástek ($C_1 = C_2 = 10$ pF, $L_1 = 6,5$ závitu na ∅ 3 mm drátu o ∅ 0,5 mm). Dále je třeba zvětšit kapacitu vazebního kondenzátoru C_3 mezi prvním a druhým stupněm na $C_3 = 15$ pF. Všechny ostatní součásti, tranzistory a jejich pracovní body zůstávají podle údajů v článku 2.5. Změřené vlastnosti zesilovače najdeme na obr. 43. Vybuditelnost je nyní $U_{o1} = 250$ mV.

Zbývá zmínit se o zesilovačích pro I. TV pásmo a rozhlas FM-VKV. I u nich lze použít zesilovače bez zpětných vazeb, naprosto postačí tranzistory KF590 (190), které ještě na 100 MHz zajistí šumové číslo $F = 2,5$ až 3,5 dB. Opět je však nutné vyměnit vstupní filtr. Pro I. TV pásmo budou součástky filtru $C_1 = 22$ pF, $C_2 = 39$ pF, $L_1 = 20$ závitů na ∅ 3 mm drátu o ∅ = 0,5 mm. Vzhledem k velkému zisku tranzistorů na těchto kmitočtech doporučujeme realizovat zesilovač pouze jako jednostupňový. Pracovní bod zvolíme podle provozních požadavků. Např. dáme-li přednost menšímu šumu, zapojíme zesilovač jako první stupeň zesilovače podle obr. 36, 38, tj. T_1: 10 V, 8 mA ($R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 68$ až 82 kΩ, obr. 36, 38). Změřené vlastnosti zesilovače jsou na obr. 44. Vidíme, že zesilovač je dobře použitelný v pásmu 50 až 100 MHz, v němž je jeho zisk $\geqq 20$ dB. Poněkud horší je impedanční přizpůsobení zesilovače, zvláště výstupu, což ovšem souvisí s nevýhodným průběhem S_{11}, S_{12} na nižších kmitočtech, jak jsme uváděli v úvodním odstavci o zesilovačích bez zpětné vazby. Vybuditelnost je $U_{o1} \leqq 100$ mV. Zesilovač lze realizovat podle obr. 37 vynecháním 2. stupně, jehož prostor překleneme vodivou propojkou. Kapacitu výstupního kondenzátoru zvětšíme na 220 pF.

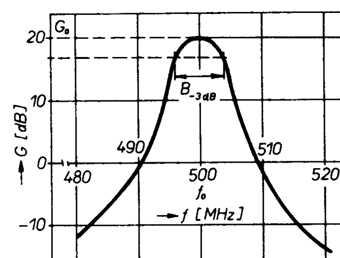
Budeme-li chtít zesilovač co nejlineárnější, použijeme k realizaci 2. stupeň zesilovače na obr. 35, 37, tj. pracovní bod „zvýšíme" na 5 V, 23 mA (kolektorový rezistor $R_4 = 560$ Ω, rezistor v bázi $R_3 \doteq 22$ kΩ). Naměřený zisk je průměrně o 1,5 dB větší než u předchozího zesilovače (obr. 44), rovněž impedanční přizpůsobení se poněkud zlepší a samozřejmě i vybuditelnost ($U_{o1} \leqq 200$ mV). Šum se zhorší asi o 0,8 až 1 dB. Realizace je shodná jako u předchozího zesilovače, tj. podle obr. 38, v prostoru 1. stupně s upraveným filtrem jako v předchozím případě ($C_1 = 22$ pF, $C_2 = 39$ pF, $L_1 = 20$ z na ∅ 3 mm, drát o ∅ 0,35 mm).

Tím kapitolu o širokopásmových zesilovačích končíme. Na závěr ještě jednou zdůrazňujeme: jsou to zesilovače velmi jednoduché, pracují na první zapojení, mají výborné parametry, avšak nesmíme překročit jejich mez linearity, tj. v přenášeném spektru nesmí být extrémně velké signály. Jestliže tuto podmínku nelze splnit, musíme zesilovače doplnit selektivními prvky. Tímto problémem se budeme zabývat v následujících kapitolách.

3. Kanálové zesilovače

3.1 Obecné požadavky

Kanálové (úzkopásmové) zesilovače jsou takové zesilovače, jejichž zisk z hlediska přenosu signálu ze vstupu na výstup je značně kmitočtově závislý, tzn. zesilují signály relativně úzkého kmitočtového pásma. Vně tohoto tzv. pásma propustnosti mají větší či menší útlum. Kanálový zesilovač je obvykle charakterizován několika základními údaji: středním kmitočtem f_0, zesílením G na tomto kmitočtu, šířkou pásma B pro daný pokles přenosové charakteristiky vůči střednímu kmitočtu, potlačením signálů daných kmitočtů vně propustného pásma atd. Kromě toho mohou být zadány některé další speciální požadavky, které však v námi uvažovaném použití nepřicházejí v úvahu. Ukažme si názorně jednotlivé parametry na příkladě charakteristiky kanálového zesilovače, obr. 45. Tento zesilovač má mít

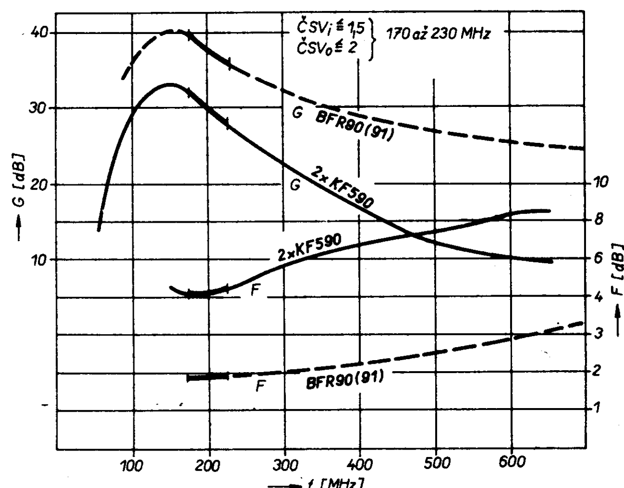


Obr. 45. Příklad charakteristiky kanálového zesilovače

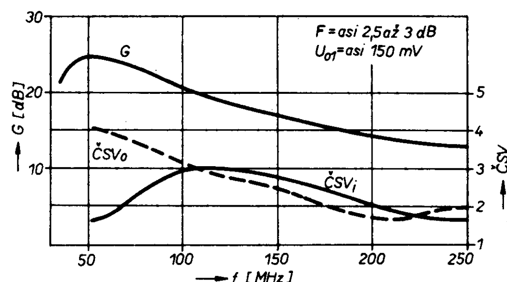
následující parametry: na středním kmitočtu $f_0 = 500$ MHz, zisk $G_o = 20$ dB. Šířku pásma $B = 8$ MHz pro pokles přenosové charakteristiky −3 dB vůči f_0, potlačení signálů vzdálených od f_0 o ±10 MHz alespoň −20 dB a potlačení signálů vzdálených o ±20 MHz od f_0 alespoň o −30 dB.

Kanálový zesilovač se skládá ze dvou základních částí. Jsou to zesilovací prvky (tranzistory) a prvky, tvořící vlastní selektivitu, což jsou obvykle jednoduché laděné obvody, pásmové propusti nebo vícenásobné obvody soustředěné selektivity. Podle vzájemného rozložení zesilovacích a selektivních prvků můžeme nakreslit několik základních blokových schémat kanálových zesilovačů (obr. 46). Uvažujme vždy dva zesilovače. S jedním zesilovačem by tato schémata byla obdobná.

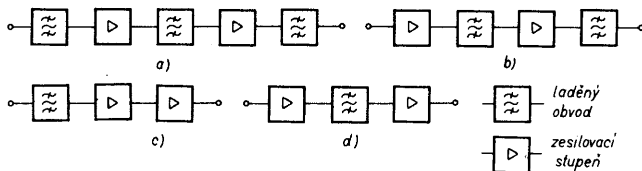
Na obr. 46a je schéma kanálového zesilovače s tzv. rozloženou selektivitou (laděné obvody jsou před i za každým



Obr. 43. Naměřené parametry dvoustupňového zesilovače bez zpětných vazeb pro pásmo 170 až 230 MHz



Obr. 44. Naměřené parametry jednostupňového zesilovače bez zpětných vazeb pro pásmo 50 až 100 MHz



Obr. 46. Typy kanálových zesilovačů

tranzistorem). Podle tohoto schématu byly konstruovány kanálové zesilovače s germaniovými tranzistory. Obdobně je tomu u zesilovače podle obr. 46b, kdy je vynechán pouze laděný obvod na vstupu. Tranzistory, zapojené jako zesilovač se společnou bází (zapojení SB), mají malou vstupní impedanci a velkou výstupní impedanci. Potom je možné vynechat vstupní obvod a tranzistor je vcelku přijatelně přizpůsoben ke jmenovité impedanci 75 Ω. Jak již bylo řečeno, zapojení kanálových zesilovačů podle obr. 46a, b bylo obvyklé při použití germaniových tranzistorů.

Dnes se setkáváme se zapojením podle obr. 46a při použití tetrod MOSFET (tzv. „dual gate" MOSFET) jak v samostatných zesilovačích, tak i ve vstupních dílech televizních a rozhlasových přijímačů. Použijeme-li jako zesilovače moderní křemíkové tranzistory typu KF590, BFR90 atd., je možné použít nejen varianty podle obr. 46a, b, ale i varianty podle obr. 46c, d. Posledně jmenované dvě varianty mají často proti prvním dvěma některé výhody. Každý laděný obvod má určité ztráty, které představují útlum pro procházející signál. Při příjmu velmi slabých signálů se snažíme tyto ztráty, které zvětšují celkové šumové číslo, minimalizovat. Proto je výhodné, můžeme-li zapojit zesilovač podle obr. 46b nebo obr. 46d. Tyto dvě varianty, zejména však 46d, nelze realizovat jednoduše pomocí tetrody MOSFET, ale s křemíkovými bipolárními tranzistory to jde poměrně dobře. Stejně tak nelze pomocí tetrody MOSFET realizovat variantu na obr. 46c, ale s křemíkovými „bipoláry" ano. O výhodném použití kanálových zesilovačů podle obr. 46c, d blíže pojednáme v kap. 7 o rozvodu signálů.

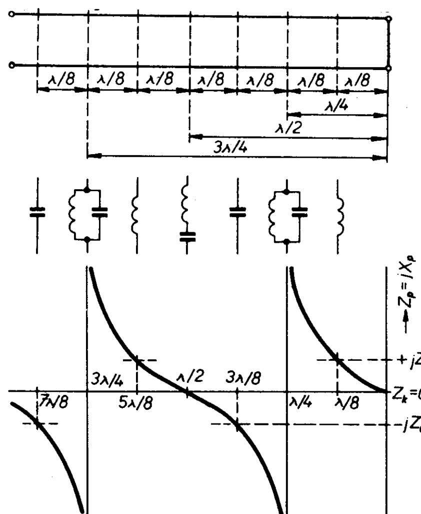
3.2 Zesilovací prvky

Dnes se jako zesilovací prvky používají převážně křemíkové bipolární tranzistory nebo tetrody MOSFET. O základních vlastnostech bipolárních tranzistorů je pojednáno na jiném místě tohoto AR/B. Musíme je respektovat beze zbytku i u kanálových zesilovačů. Navíc přistupuje nutnost vhodně navázat tranzistor na laděný obvod. Uveďme si to na příkladu paralelního laděného obvodu. Od kanálového zesilovače obvykle očekáváme co největší selektivitu, tj. co největší potlačení signálů mimo propustné pásmo. Čím větší má však být selektivita, tím větší musí být pro daný kmitočet činitel jakosti Q_0 laděného obvodu. Připojením tranzistoru se obvod nutně zatlumí, tj. jeho činitel jakosti se zmenší na provozní velikost Q_p. Z toho vyplývá, že by bylo výhodné tranzistor navázat co nejvolněji, aby přídavné tlumení bylo co nejmenší a tím se příliš neměnil činitel jakosti. Pokud však bude vazba příliš volná, zvětší se ztráty na vazebním obvodu a tím se zmenší přenos. Současně musí vazba splňovat podmínku impedančního přizpůsobení tranzistoru. Z tohoto důvodu se musí bipolární tranzistory s malou vstupní a výstupní impedancí vázat na laděný obvod v místě jeho malé impedance, tj. blízko uzemněného konce. Tetrody MOSFET, které mají relativně velkou vstupní a výstupní impedanci, můžeme vázat často přímo na „živý" konec laděného obvodu. Tím se mohou zmenšit ztráty, dané velkým transformačním poměrem při navázání na nízko položenou odbočku laděného obvodu.

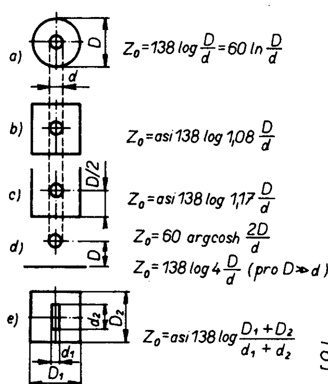
3.3 Laděný obvod

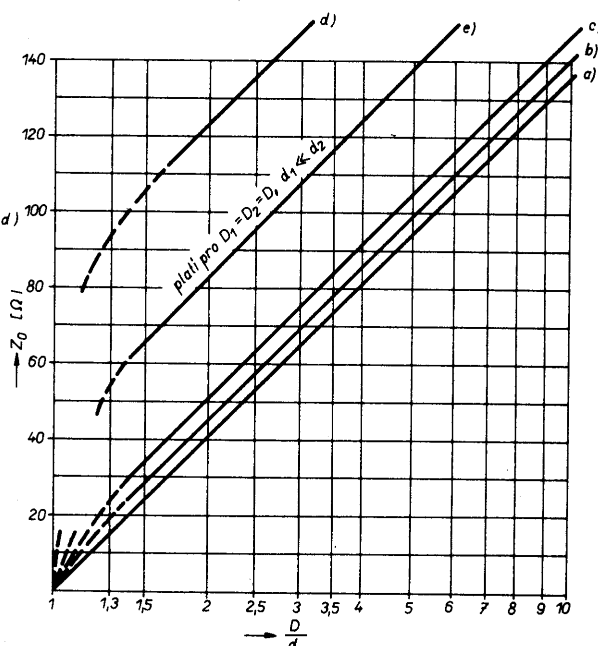
Jako laděný obvod se v pásmu UHF používají zkrácené úseky vf vedení s rozloženými parametry, nejčastěji různé tvary souosého (koaxiálního) vedení. Teorii vf vedení zde nebudeme podrobně probírat, neboť na toto téma existuje dostatek literatury. Uvedeme jen některé základní vztahy a z nich vyplývající poznatky.

Při použití vedení jako laděného obvodu se převážně používá vedení na konci zkratované, neboli vedení nakrátko (obr.



Obr. 47. Vf vedení na konci zkratované





Obr. 48. Vybrané typy vf vedení, vztahy pro výpočet a průběhy Z_0

47). Vstupní impedance v libovolném místě je:

$$Z_p = jX_p = jZ_0 \operatorname{tg} \beta l \qquad (46),$$

kde Z_0 je charakteristická (vlnová) impedance a βl je tzv. vlnové číslo. Jsou definovány vztahy pro bezeztrátové vedení:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (47),$$

$$\beta l = 2\pi \frac{l}{\lambda} \qquad (48),$$

kde L je indukčnost a C je kapacita vedení, l je délka vedení a λ vlnová délka.

Jak je vidět ze vztahu (46) a obr. 47, můžeme vedením nakrátko realizovat libovolnou impedanci, tj. kapacitu, indukčnost, sériový a paralelní rezonanční obvod.

Tvar a geometrické rozměry jednoznačně určují indukčnost a kapacitu vedení a z nich plynoucí velikost Z_0. Pro některé nejčastěji používané tvary vf vedení jsou uvedeny vztahy pro výpočet charakteristické impedance a její průběhy na obr. 48. Tyto vztahy platí pro bezeztrátové vedení, kdy zanedbáváme ztráty způsobené činným odporem vodičů a ztráty v dielektriku. Při běžném použití lze toto omezení docela dobře respektovat, zvláště používáme-li velice krátké úseky vedení ($l < \lambda/4$). Dále si uvedeme vztahy pro výpočet indukčnosti L a kapacity C souosého vedení podle obr. 48a a vodiče nad vodivou plochou podle obr. 48d. Pro souosé vedení platí:

$$L = 2 \ln (D/d) \,.\, 10^{-7}$$

a pro $\mu_r \neq 1$

$$L = (\mu_1/2\pi) \ln (D/d) \text{ [H/m]} \qquad (49),$$

$$C = \frac{\varepsilon_r}{2 \ln (D/d)} \frac{1}{9 \,.\, 10^9} = \frac{2\pi\varepsilon_1}{\ln (D/d)} \text{ [F/m]} \qquad (50),$$

kde $\mu_1 = \mu_0\mu_r$ je permeabilita dielektrika a $\varepsilon_1 = \varepsilon_0\varepsilon_r$ je permitivita dielektrika.

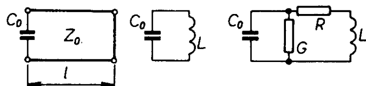
Pro vodič nad vodivou plochou platí

$$L = 2 \ln (4D/d) \,.\, 10^{-7} \text{ [H/m; m]} \qquad (51),$$

$$C = \frac{\varepsilon_r}{2\ln(D/d)}\;\frac{1}{9\,.\,10^9}\quad [\mathrm{F/m;\ m}] \qquad (52),$$

kde ε_r je relativní permitivita použitého dielektrika mezi středním a vnějším vodičem. Jestliže je dielektrikem vzduch, je samozřejmě $\varepsilon_r \doteq 1$.

Znázorněme si nyní vedení na konci zkratované o délce $l < \pi/4$, na jehož otevřeném konci je připojena kapacita C_0. Tento obvod tvoří paralelní rezonanční obvod, který je i s ekvivalentním náhradním schématem na obr. 49. V náhradním



Obr. 49. Kapacitně zkrácené vedení nakrátko s náhradními schématy

schématu značí G ztrátovou vodivost kapacity C_0, R ztrátový odpor indukčnosti L. Obecně každé vedení je charakterizováno indukčností L, kapacitou C, ztrátovým odporem R a vodivostí G. Při běžném odvození a z něho vycházejícího návrhu rezonančního obvodu ze zkráceného vedení nakrátko se vzduchovým dielektrikem se vlastní kapacita C a ztrátová vodivost G zanedbávají, neboť jsou proti L, R velmi malé. R značí ztrátový odpor, daný tzv. skinefektem, povrchovým jevem. Ten znamená, že vf proud se šíří pouze při povrchu vodiče a směrem dovnitř vodiče se zmenšuje. Prakticky z toho vyplývá, že pro vf vodiče se často používají trubky. Při výpočtu ztrátového odporu R se dále definuje tzv. hloubka vniku δ, což je vzdálenost od povrchu vodiče, v níž se vf proud zmenší na hodnotu 1/e

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\,\mu_v\,\sigma_v}} \qquad (53),$$

kde $\omega = 2\pi f$ je tzv. úhlový kmitočet, μ_v je permeabilita vodiče a σ_v jeho měrná vodivost [S/m]. Pro nemagnetické materiály je $\mu_r \doteq 1$, pak platí $\mu_v = \mu_0\mu_r = 4\pi\,.\,10^{-7}$ [Vs/Am]. Pro povrchový vf odpor na jednotku délky a šířky (tj. na 1 m) pak platí vztah

$$R_s = \frac{1}{\delta\,\sigma_v} \quad [\Omega/\mathrm{m}] \qquad (54).$$

Ztrátový odpor R vypočítáme z odporu R_s, vyjádříme-li si tzv. obrysovou křivku s, tj. vlastně povrch (obvod) vodiče, protékaného vf proudem:

$$R = \frac{R_s}{s} \quad [\Omega/\mathrm{m}] \qquad (55).$$

Pro souosé vedení o průměru vnějšího vodiče D a vnitřního d platí:

$$R = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\pi f \mu_v}{\sigma_v}}\left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d}\right) \quad [\Omega/\mathrm{m}] \qquad (56),$$

kde f je kmitočet (Hz).

Jak je vidět z tohoto vztahu, vf odpor se zvětšuje se zvyšujícím se kmitočtem (zmenšuje se hloubka vniku, tj. vf proud protéká tenčí vrstvou vodiče) a zmenšujícími se průměry D a d vodičů. Vf odpor vedení o konkrétní délce l získáme vynásobením vztahu (56) touto délkou.

Rezonanční kmitočet rezonančního obvodu vypočítáme ze známého Thomsonova vztahu:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \qquad (57),$$

který vyplynul z rovnosti kapacitní a indukční reaktance rezonančního obvodu $X_C = X_L$, kde $X_C = 1/\omega C$, $X_L = X_p = \omega L$. Dosadíme-li nyní do vztahu (57) upravený vztah (46), (48), tj. $X_L = \omega L = Z_0 \operatorname{tg} \beta l$, dostaneme vztah pro rezonanční kmitočet f_0 nebo délku l daného rezonančního obvodu z kapacitně zkráceného vedení nakrátko:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_0 Z_0 \operatorname{tg} 2\pi \frac{l}{\lambda}} \qquad (58),$$

$$l = \frac{c}{2\pi f_0} \operatorname{arctg} \frac{1}{2\pi f_0 C_0 Z_0} \qquad (59),$$

kde $c = 3.10^8$ m/s je rychlost světla ve vakuu. Vztah (58) je nutné po vhodné úpravě řešit např. graficky. Je-li však $2\pi l/\lambda << 1$, tj. pro značně zkrácené vedení, pak lze psát $\operatorname{tg} 2\pi l/\lambda \doteq 2\pi l/\lambda$ a vztah (58) a (59) přejde ve tvar:

$$f_0 \doteq \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{c}{C_0 Z_0 l}} \qquad (60),$$

$$l = \frac{c}{4\pi^2 f_0^2 C_0 Z_0} \qquad (61).$$

V běžných aplikacích bývá tato podmínka splněna a vztahy (60), (61) lze většinou použít.

Dále si určíme činitel jakosti rezonančního obvodu. Pro rezonanční obvod vytvořený z vedení nakrátko platí analogicky k rezonančnímu obvodu ze soustředěných prvků při zanedbání ztrát v kapacitě C_0 a ztrát způsobených svodovými vodivostmi G:

$$Q' = \frac{\omega L}{R} \qquad (62).$$

Za použití vztahů (47), (49) a (50) lze indukčnost L vyjádřit jako $L = \mu_1\sqrt{\varepsilon_1/\mu_1}Z_0$. Dále platí, že $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ (pro vakuum). Pro vzduchové dielektrikum lze tedy napsat:

$$Q' = \frac{\omega Z_0}{c R} \qquad (63).$$

Za použití vztahu (48), $\lambda = c/f$ a vynásobením délkou l vedení, neboť do vztahů (62), (63) byla dosazena indukčnost na jednotku délky (1 m), lze výraz upravit na tvar:

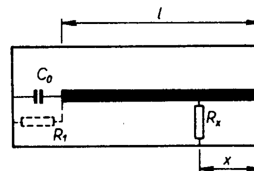
$$Q = Q'l = \frac{\beta Z_0}{R}\,l = \frac{2\pi Z_0}{R}\,\frac{l}{\lambda} \qquad (64).$$

Z tohoto vztahu je vidět, že se činitel jakosti zvětšuje se zvětšováním poměru l/λ, tj. se zvětšující se délkou úseku vedení nakrátko pro danou vlnovou délku λ; proto se snažíme používat co nejdelší úsek vedení. Dosazením vztahů (56) a (49) do (62) nebo (63) lze dokázat, že činitel jakosti Q' nabývá maximální velikosti při poměru průměrů vnějšího a vnitřního vodiče $D/d \doteq 3{,}6$, tj. při $Z_0 \doteq 77\ \Omega$. Při menším nebo větším poměru D/d se činitel jakosti zmenšuje. Přitom je třeba si uvědomit, že veličiny l, C_0, Z_0 a f_0 (nebo λ) jsou jednoznačně určeny vztahem (59), popř. (61).

Uvažujeme-li kapacitu C_0 se ztrátovou vodivostí G, která je charakterizována činitelem jakosti $Q_C = \omega_0 C_0/G = 1/\operatorname{tg}\delta$, pak výsledný činitel Q_v jakosti je vyjádřen vztahy

$$\frac{1}{Q_v} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C} \text{ nebo } Q_v = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C} \qquad (65),$$

z nichž plyne, že se snažíme používat ladicí kapacity co nejkvalitnější, neboli s minimálním ztrátovým činitelem $\operatorname{tg}\delta$.



Obr. 50. Transformace odporu R_x

Ke stanovení polohy odbočky pro navázání na vstupní a výstupní obvod potřebujeme znát nejprve tzv. rezonanční odpor obvodu. Při určitých zjednodušeních platí pro rezonanční obvod ze souosého vedení

$$R_{rez} = \frac{2Z_0^2}{Rl}\;\frac{1}{1 + (\omega_0 C_0 Z_0)^2} \qquad (66).$$

Navážeme-li nyní na rezonanční obvod podle obr. 50 odpor R_x v místě x, transformuje se R_x podle vztahu:

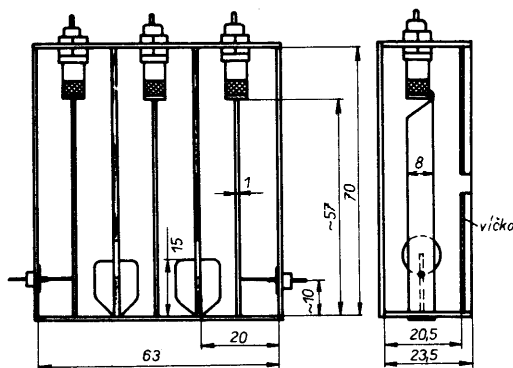
$$R_1 = R_x \frac{\sin^2 2\pi \frac{l}{\lambda}}{\sin^2 2\pi \frac{l}{x}} \qquad (67).$$

Obvod se tedy chová tak, jako by k rezonančnímu odporu R_{rez} byl paralelně připojen odpor R_1. Dá se dokázat, že R_{rez} je přímo úměrný činiteli jakosti Q obvodu a tudíž zmenší-li se R_{rez}, zmenší se i Q. Ze vztahu (67) lze vypočítat vhodnou polohu x odbočky z hlediska impedančního přizpůsobení. Podrobnější informace naleznete v odborné literatuře [1], [2], [3], [4].

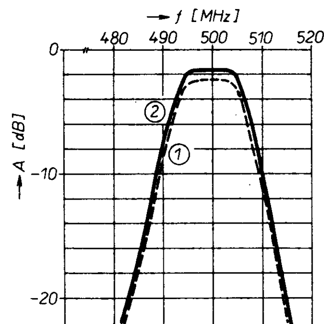
3.3 Praktické poznámky k realizaci

Při praktické realizaci byl nejprve zkoumán vhodný tvar filtru, vliv vazeb a použitých součástek. Pro porovnání byl vzat filtr, realizovaný jako dvou a čtyřobvodový (popsáno v maďarském časopisu Rádiótechnika, č. 1/1985). Střední vodič o ∅ 12 mm a délce 100 mm byl umístěn v komůrce o rozměrech 40 × 36 × 100 mm. V uvedeném pramenu byly popsány také průběhy útlumu, z nichž plyne pro dvouobvodový filtr v propustném pásmu průchozí útlum $A_0 \doteq -0{,}6$ dB, šířka pásma $B_{-3\,dB} \doteq 12$ MHz a $B_{-20dB} \doteq 38$ MHz, pro čtyřobvodový $A_0 = -1{,}1$ dB, $B_{-3\,dB} \doteq 12{,}5$ MHz, $B_{-20\,dB} \doteq 27$ MHz, měřeno na $f_0 = 498$ MHz.

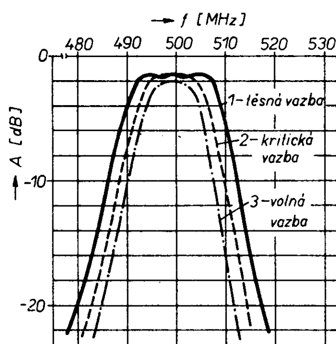
Čtyřobvodový filtr se nám zdál příliš výrobně náročný, proto byly vyzkoušeny dva tříobvodové filtry, jeden větší o celkových rozměrech 66 × 73 × 25 mm a druhý o rozměrech 40 × 50 × 18 mm. Nejprve si popíšeme větší filtr, který je na obr. 51. Vnitřní rozměry jedné sekce jsou 20 × 70 × 20,5 mm, vnitřní vodič má rozměry 8 × 1 mm, jeho aktivní délka je asi 57 mm. Ze vztahu (e) na obr. 48 vypočítáme, že $Z_0 \doteq 90\ \Omega$. Vazební smyčky jsou z měděného drátu o ∅ 1 mm, stejně jako přívody ke vstupu a výstupu (lze použít průchodky nebo konektory). Celá krabička byla zhotovena z jednostranně plátovaného kuprextitu tl. 1,5 mm kromě dvou vnitřních přepážek – ty jsou z oboustranně plátovaného kuprextitu tloušťky 1,5 mm.



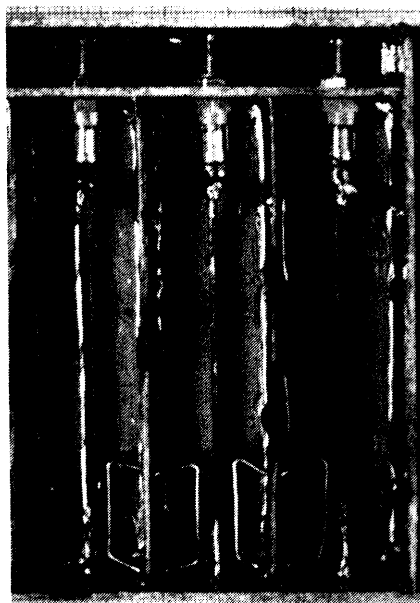
Obr. 51. Větší tříobvodová pásmová propust



Obr. 52. Vliv jakosti ladicího kondenzátoru



Obr. 53. Vliv vazby na průběh útlumu



Obr. 54. Pohled na velkou pásmovou propust

Na obr. 52 je vidět vliv ztrát v ladicím kondenzátoru C_0. Křivka *1* ukazuje útlumovou charakteristiku, je-li jako C_0 použit pouze skleněný trimr WK 70122 nebo WK 70104 až 111 (navzájem se téměř neliší). Křivka *2* platí pro případ, kdy byl ke skleněnému trimru, který byl nastaven na co nejmenší kapacitu, připojen pevný kondenzátor TK 636 (pro $f_0 \doteq 500$ MHz je jeho kapacita 3,3 pF). Obě křivky byly změřeny při stejně nastavené vazbě, tj. poloha a tvar vazebních smyček zůstaly stejné, obvody byly laděny pouze změnou kapacity.

Na obr. 53 je vidět vliv velikosti vazby na průchozí útlum a průběh útlumové charakteristiky. Křivky byly změřeny s ladicí kapacitou, tvořenou kombinací pevného kondenzátoru 3,3 pF a skleněného trimru. Velikost vazby se měnila tvarováním smyček. Na obr. 54 je vidět tvar smyček pro kritickou vazbu (průběh *2*). Těsná vazba znamená, že smyčky jsou blíže ke střednímu vodiči (průběh *1*), při volné jsou vzdáleny více (průběh *3*). Dalším měřením bylo zjištěno, že zvětšováním vnitřních rozměrů rezonátorů (při stejném rozměru středního vodiče 8 × 1 mm) se nepatrně zvětšil průchozí útlum (o asi 0,1 až 0,2 dB). Znatelně se však zvětšila šířka pásma $B_{-20\,dB}$ a $B_{-30\,dB}$, tj. zmenšila se strmost boků.

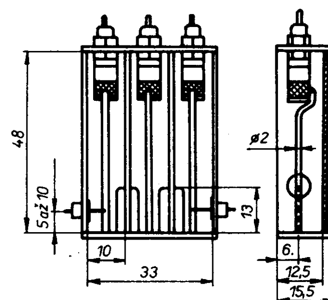
U tohoto typu filtru byl ještě ověřován vliv ladicí kapacity na parametry. Ladicí skleněný trimr byl nahrazen vzduchovým kondenzátorem tvořeným dvěma elektrodami z měděného plechu tloušťky 0,5 mm o rozměrech 10 × 10 mm. Jeden byl připájen na otevřený konec středního vodiče, druhý na šroubek skleněného trimru, z něhož byla odstraněna skleněná trubička. Při nezměněné vazbě a stejném naladění bylo zjištěno, že se průchozí útlum zlepšil na −1,4 dB a nepatrně se zmenšila šířka pásma, zejména $B_{-20\,dB}$ a $B_{-30\,dB}$ (asi o 3 %).

Při použití delších rezonátorů a vzduchových ladicích kondenzátorů by bylo vhodné fixovat volný konec středního vodiče dielektrickou vložkou. Byly proto vyzkoušeny tři druhy dielektrických materiálů ve funkci podpěr. Měly tvar destiček s výřezem pro střední vodič, na který byly nasunuty 5 mm od vzduchového ladicího kondenzátoru. Rozměr destičky byl volen tak, aby ji bylo možno těsně nasunout do komůrky. Při použití podpěry ze skelného laminátu (z kuprextitu tloušťky 1,5 mm) se průchozí útlum zhoršil na −1,6 dB a střední kmitočet se snížil asi o 3 MHz. Dalším zkoušeným materiálem byl tvrdý deskový polystyren tloušťky 1 mm. Při jeho použití se útlum zhoršil nepatrně (na −1,5 dB) a střední kmitočet se snížil o asi 0,5 MHz. Nejlepším materiálem byl pěnový polystyren tloušťky 10 mm, u něhož změnu průchozího útlumu nebylo možno změřit a střední kmitočet filtru se zmenšil o asi 0,2 MHz.

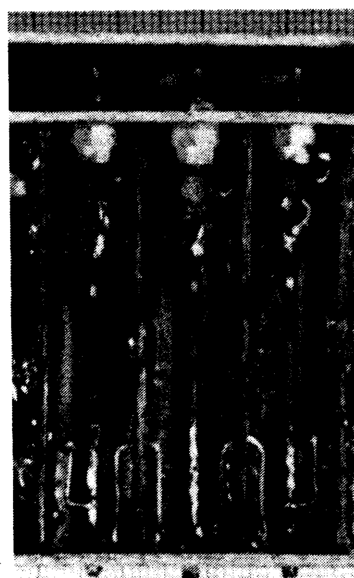
Tento filtr se skleněnými trimry byl použit v jedné variantě kanálového zesilovače, popsaného na konci této kapitoly.

Praktické meze filtrů tvořených kapacitně zkráceným vedením nakrátko vyplynou z následujícího příkladu. Byl realizován tříobvodový filtr o rozměrech dutiny 36 × 36 mm, střední vodič byl z měděné trubičky o ∅ 10 mm, délky 100 mm. S kvalitním keramickým kapacitním trimrem byl změřen průchozí útlum asi −1,0 až −1,2 dB. Se vzduchovým ladicím kondenzátorem tvořeným dvěma proti sobě umístěnými destičkami se průchozí útlum zmenšil na asi −0,7 až −0,8 dB.

Dále byla ověřena zmenšená varianta dvou a tříobvodového filtru (obr. 55 a 56). Z konstrukčních důvodů byl zvolen střed-

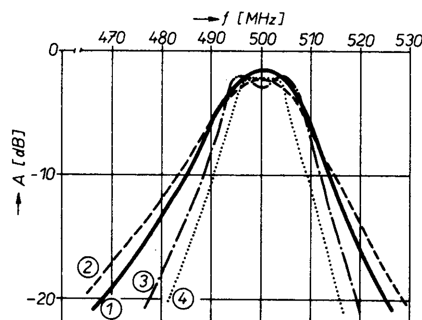


Obr. 55. Malá pásmová propust



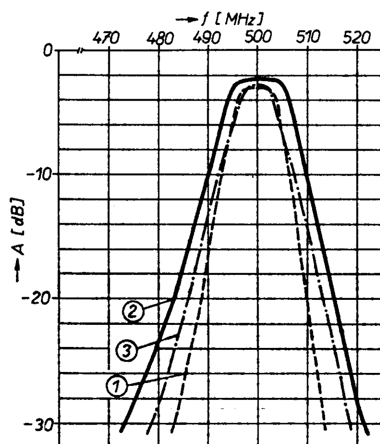
Obr. 56. Pohled na malou pásmovou propust

ní vodič o ∅ 2 mm a vnitřní rozměry komůrky 10 × 12,5 mm, z čehož vyplývá impedance $Z_0 \doteq 105\ \Omega$. Na obr. 57 jsou charakteristiky dvouobvodového filtru,



Obr. 57. Vybrané charakteristiky dvouobvodové pásmové propusti

který byl upraven z tříobvodového vynecháním jednoho rezonátoru. Charakteristiky *1*, *2* a *3* znázorňují vliv odbočky při dané vazbě. Křivka *1* platí pro vzdálenost vstupní a výstupní odbočky od zemního konce 8 mm, křivka *2* pro 13 mm a *3* pro 5 mm. Charakteristika *4* je pro vzdálenost odboček 5 mm od zemního konce, ale pro zmenšenou vazbu (vazební smyčka byla mírně oddálena od středních vodičů). Na obr. 58 jsou obdobné charakteristiky pro tříobvodový filtr. Charakteristika *1* platí



Obr. 58. Vybrané charakteristiky tříobvodové pásmové propusti

pro vstupní a výstupní odbočku 5 mm od zemního konce, přičemž vazba byla přibližně stejná jako u dvouobvodového filtru podle křivky *4*. Křivka *2* platí pro vzdálenost odboček 8 mm, přičemž vazba zůstala stejná. Křivka *3* platí pro stejnou vzdálenost odboček jako u *2*, tj. 8 mm, ale byla nastavena volnější vazba.

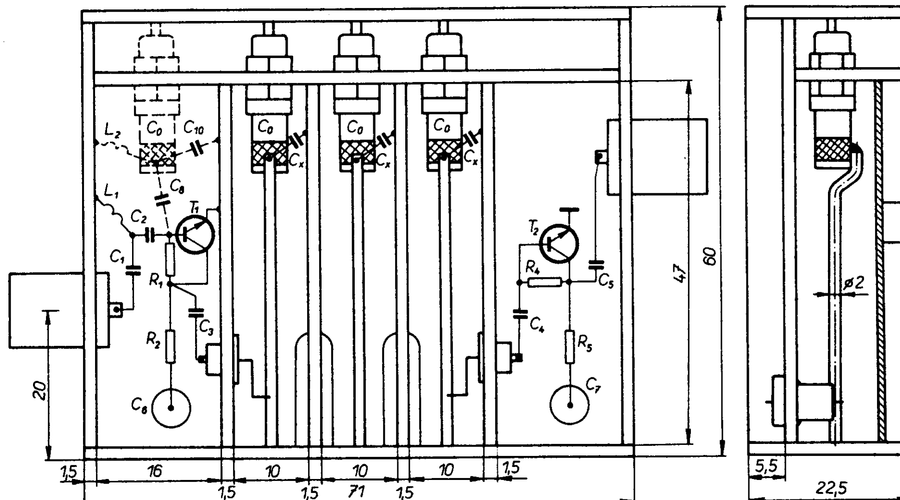
Jak je patrné z porovnání charakteristik podle obr. 57 a obr. 58, znatelně se zvětšil průchozí útlum, a sice průměrně na −2,8 dB, v nejlepším případě na −2,2 dB. Porovnáním křivek *2* z obr. 53 a *2* z obr. 58 (obvod s nejmenším dosaženým útlumem a kritickou vazbou) zjistíme, že je u malého filtru šířka pásma $B_{-3\,dB}$ o asi 1 MHz menší a $B_{-20\,dB}$ o asi 1 MHz větší oproti velkému filtru. Použití tohoto filtru bude popsáno v popisu konstrukce druhé varianty kanálového zesilovače.

3.5 Konstrukce kanálových zesilovačů

Jako ukázka jsou popsány dvě konstrukce, využívající filtrů, popsaných v této kapitole. Je samozřejmě možné zvolit i jiné kombinace filtrů a zesilovačů, než budou popsány. Často postačí pouze dvouobvodový filtr, který je výhodnější z hlediska průchozího útlumu i možnosti nastavení.

Kanálový zesilovač podle obr. 46d

Jak již bylo uvedeno, je často výhodné zařadit laděné obvody mezi zesilovací



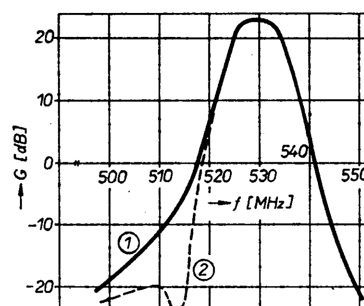
Obr. 60. Rozložení součástek kanálového zesilovače

stupně. Omezujícím činitelem je odolnost proti rušení u prvního tranzistoru. Zařazením selektivního obvodu až za tento tranzistor se rozhodujícím způsobem omezí vliv průchozího útlumu filtru na šumové číslo zesilovače. Dále je možné použít, pokud je to potřeba, filtr s vazbou a odbočkami nastavenými tak, aby měl co nejstrmější boky i za cenu zvětšeného průchozího útlumu. S malým tříobvodovým filtrem podle obr. 55 byl zkonstruován zesilovač na obr. 59 a na obr. 60; na obr. 61 je jeho přenosová charakteristika. Na obr. 62 je pohled na zesilovač.

Seznam součástek

Rezistory	
R_1	≈100 kΩ, TR 151 (191)
R_2	1,2 kΩ, TR 151 (191)
R_3	22 Ω, TR 212 (151, 191)
R_4	≈ 27 kΩ, TR 151 (191)
R_5	560 Ω, TR 152 (192)
Kondenzátory	
C_1, C_2	4,7 pF, TK 656 (755)
C_3	10 pF, TK 754 (755)
C_4	39 pF, TK 754 (755)
C_5	100 pF, TK 754 (774)
C_6, C_7	≈1 nF, TK 564 (582 apod.)
C_8	1 pF, TK 656
C_9	≈3,3 pF, TK 656 } viz odlaďovače
C_0, C_{10}	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr } viz odlaďovače
C_x	≈ 3,3 pF, TK 656 (viz text)
Cívky	
L_1	2 závity drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
L_2	2 závity drátu o ∅ 0,8 mm CuAg na ∅ 3 mm
Tranzistory	
T_1	BFT66, BFQ69, BFR90 apod.
T_2	BFR91, BFT65 apod.

Pro uvedené součástky byl nastaven pracovní bod T_1 (BFT66) na 7 V/8,5 mA a T_2 (BFR91) na 5,5 V/22 mA. Pro tyto tranzistory platí naměřená charakteristika z obr.



Obr. 61. Charakteristika zesilovače

Obr. 62. Pohled na zesilovač (2. strana obálky)

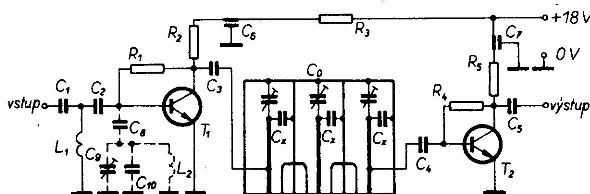
61. Šumové číslo v pásmu 526 MHz až 534 MHz je $F \leqq 3$ dB a PSV < 1,5. Křivka *1* platí pro zesilovač bez odlaďovače, křivka *2* s odlaďovačem. O jeho použití a vhodných součástkách pojednává příslušná kapitola. Kapacity paralelních kondenzátorů C_x volíme podle pracovního kmitočtu filtru. Pro pásmo asi 470 až 520 MHz je to 4,7 pF, pro kmitočty asi 500 až 560 MHz 3,3 pF, pro 540 až 600 MHz 2,2 pF, pro 580 až 670 MHz je to 1 pF a pro kmitočty vyšší než 700 MHz již C_x nepoužijeme.

Kanálový zesilovač podle obr. 46c

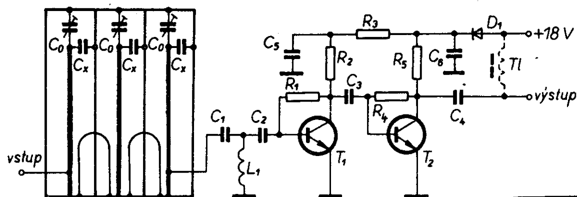
Tento zesilovač byl zhotoven s použitím velkého tříobvodového filtru, zapojeného na vstup dvoustupňového širokopásmového zesilovače. Z praktického ověření vyplynulo, že plně dostačuje i v nejnáročnějších podmínkách, pokud jde o rušení. Na obr. 63 je schéma zapojení, na obr. 64 je rozložení součástek, naměřené údaje jsou na obr. 65. Na obr. 66 je pohled na hotový zesilovač.

Zesilovač s filtrem je zhotoven na desce s plošnými spoji z obr. 104. Dvě přepážky ve filtru jsou z oboustranně plátovaného kuprextitu tloušťky 1,5 mm, ostatní přepážky a obvodový rám z kuprextitu jednostranně plátovaného tloušťky 1,5 mm.

Součástky zesilovače jsou shodné se součástkami zesilovače podle obr. 59. Filtr byl nastaven na minimální průchozí



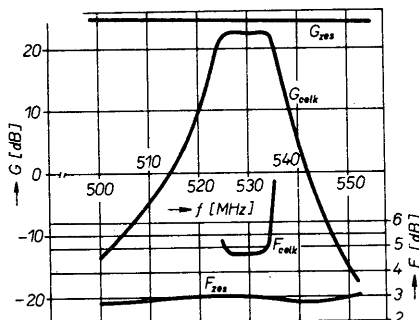
Obr. 59. Schéma zapojení kanálového zesilovače



Obr. 63. Schéma zapojení kanálového zesilovače

útlum bez ohledu na strmost boků. Přesto je vidět vliv útlumu na celkový zisk $G_{celk.}$ a celkové šumové číslo $F_{celk.}$ celého kanálového zesilovače s filtrem. Údaje G_{zes} a F_{zes} platí pro samotný zesilovač. Pracovní body a typ tranzistorů jsou stejné jako u předchozího zesilovače. Při použití paralelních kondenzátorů C_x platí, že při kapacitě 3,3 pF je přeladění asi 460 až 510 MHz, při 2,7 pF 500 až 560 MHz, při 2,2 pF 520 až 590 MHz, při 1,5 pF je 560 až 640 MHz, při 1 pF asi 600 až 680 MHz. Bez přídavného kondenzátoru lze dosáhnout při minimální kapacitě C_0 středního kmitočtu filtru až asi 850 MHz.

Na závěr této kapitoly pouze krátce o ladění filtrů bez přístrojového vybavení. Tříobvodový filtr se ladí poměrně obtížně, zejména tehdy, je-li na vstupu zesilovače a je-li přijímaný signál velmi slabý. Postup, který dává vcelku slušné výsledky, je asi tento: Sestavíme celý zesilovač včetně filtru, u něhož však zatím vynecháme vazební smyčky. Dále oživíme a ověříme funkci samotného zesilovače tak, že odpojíme filtr a na vstup připojíme anténu. Postup byl v tomto čísle několikrát popsán, neboť se jedná o běžný širokopásmový zesilovač. Dále připojíme na vstup zesilovače filtr a anténu připojíme přímo (svod je samozřejmě souosým kabelem) na poslední sekci filtru, která je nejblíže k zesilovači, a naladíme ji na maximální výstupní signál. Dále svod od antény přepojíme na prostřední sekci filtru (přibližně do stejného místa, v němž jsou odbočky vstup a výstup) a připájíme vazební smyčku. Naladíme tuto střední sekci. Přitom však musíme dolaďovat poslední sekci, kterou jsme ladění začali. Prostřední a poslední sekci filtru ladíme



Obr. 65. Charakteristiky zesilovače

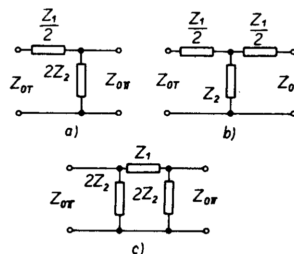
Obr. 66. Pohled na zesilovač (2. strana obálky)

postupně a opatrně, až dosáhneme optima. Nakonec přepojíme svod antény na vstup, zapájíme druhou vazební smyčku a zkusíme naladit první sekci filtru. Potom opět postupně opatrně dolaďujeme všechny sekce filtru. Je třeba upozornit na to, že při definitivním ladění musíme mít na obrazovce televizoru slabý (zašumělý) signál. Pokud je potřeba, zařadíme na vstup televizoru vhodný útlumový článek.

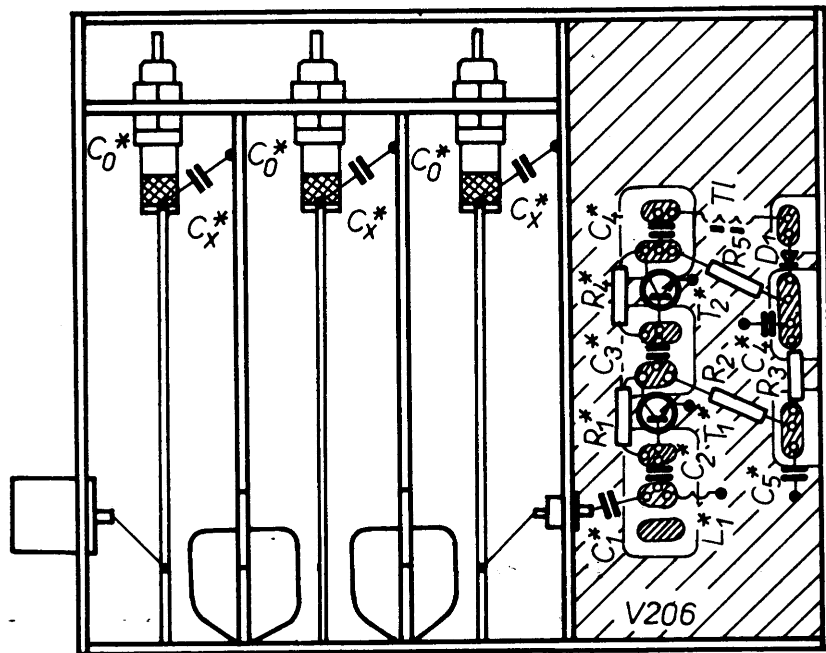
4. Filtry

Jak je uvedeno v kap. 7, lze signál slučovat nebo rozbočovat dvěma způsoby. Zde si popíšeme druhý způsob, tj. s použitím kmitočtově závislých členů neboli kmitočtových výhybek. Oproti širokopásmovým členům mají kmitočtově závislé členy výhody v menším průchozím útlumu, menší citlivosti na dokonalost přizpůsobení impedancí zdrojů a zátěží a vlastní selektivitě.

Kmitočtové filtry lze v zásadě rozdělit do čtyř kategorií: na *horní, dolní a pásmové propusti a na pásmové zádrže.* Těchto filtrů existuje mnoho různých typů. Pro naše účely se používají převážně tzv. Zobelovy filtry typu K nebo m (viz obr. 67, 68). Vyjděme ze základního zapojení obecného poločlánku, což je základní tvar filtru. Z kaskády takových poločlánků si můžeme sestavit v podstatě libovolný filtr. Spojením dvou těchto poločlánků vzniknou dva základní typy článků, a to tvaru T (obr. 67b) nebo Π (obr. 67c). Omezíme-li se na propustné pásmo, uvažujeme reálný odpor zdroje $Z_g = R_g$ a reálnou zátěž $Z_z = R_z$. Pak je poločlánek podle obr. 67a zátěží pro generátor a zdrojem pro zátěž. Vstupní impedance poločlánku se tedy má rovnat odporu zdroje R_g a výstupní impedance se má rovnat odporu zátěže R_z. Pokud toto platí, lze spojit do kaskády libovolný počet poločlánků a všechny jsou navzájem přizpůsobené. Impedance Z_z a Z_g, při nichž platí přizpůsobení, jsou kmitočtově závislé a závisí na tvaru čtyřpólu. Znamená to, že čtyřpól, zakončený na jedněch svorkách impedancí Z_1, má na zbývajících také impedanci Z_1 a pak se obě impedance nazývají *obrazové impedance.* Obrazová impedance je geometrickým průměrem vstupní impedance (i = 1) nebo výstupní impedance (i = 2) naprázdno Z_{0i} a nakrátko Z_{ki} podle vztahu



Obr. 67. Základní typy Zobelových článků K



Obr. 64. Rozložení součástek kanálového zesilovače (1:1)

$$Z_{ii} = \sqrt{Z_{oi}Z_{ki}} \qquad (68).$$

Z tohoto vztahu vyplývá podmínka přizpůsobení, tj. rovnost navzájem komplexně sdružených impedancí mezi navazujícími členy kaskády.

Za výše uvedených podmínek je celkový přenos (přesněji míra přenosu) kaskádně zapojených čtyřpólů:

$$g = g_1 + g_2 + \ldots + g_n \qquad (69),$$

přičemž

$$g = b + ja \qquad (70),$$

kde b je útlum, a fázový posuv.

Základní dva články z obr. 67b, c mají obrazové impedance Z_{0T} nebo $Z_{0\Pi}$ za předpokladu, že impedance podélné $Z_1/2$ a příčné $2Z_2$ jsou navzájem inverzní (komplexně sdružené). Pak platí:

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_1Z_2\left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right)} \qquad (71)$$

$$Z_{0\Pi} = \sqrt{\frac{Z_1 + Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}} \qquad (72).$$

Lze dokázat, že platí

$$-\frac{Z_1}{4Z_2} = \Omega^2 \qquad (73),$$

což je druhá mocnina normovaného kmitočtu. Pak platí, že v propustném pásmu ($-1 \leqq \Omega \leqq +1$) je Z_{0T} nebo $Z_{0\Pi}$ reálná, na hranicích kmitočtového pásma je $Z_{0T} \to 0$, tj. velmi malá a $Z_{0\Pi} \to \infty$, tj. velmi velká. Mimo propustné pásmo jsou $Z_{0\Pi}$ a Z_{0T} imaginární. Útlum b je v propustném pásmu teoreticky nulový, v nepropustném je

$$b = 2\operatorname{argcosh}\Omega \qquad (74).$$

Fázový posuv a je v nepropustném pásmu $a = \pm\pi$ a v propustném je roven

$$a = \arcsin\Omega \qquad (75).$$

V našem případě pracují Zobelovy filtry mezi kmitočtově nezávislými odpory R_g a R_z, pro které obvykle platí $R_g = R_z = R$, přičemž nejčastěji R = 75 Ω. Potom platí podmínka plynoucí ze vztahu (68):

$$R = \sqrt{Z_1Z_2} \qquad (76),$$

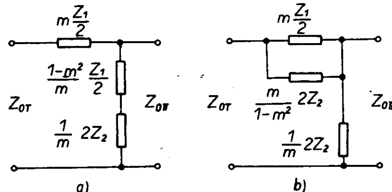
přičemž ale obecně platí, že

$$\sqrt{Z_1Z_2} = k \qquad (76a).$$

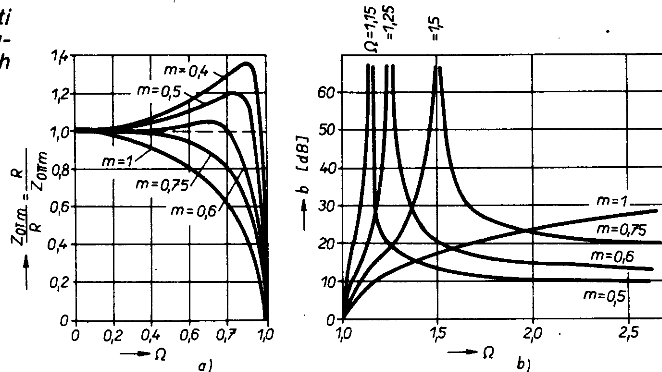
Podmínka $R = Z_{0T}, Z_{0\Pi}$ není splněna pro všechny kmitočty propustného pásma. Jedná se zejména o kmitočty poblíž hranic propustného pásma, kde $Z_{0T} \to 0$ a $Z_{0\Pi} \to \infty$.

Základní články na obr. 67 se nazývají články K. Byly hledány články s výhodnějšími vlastnostmi než mají články K a tak byly vytvořeny články m 1. třídy nebo 2. třídy. Pološlánky jsou znázorněny na obr. 68, články se z nich vytvoří obdobně jako u článků K.

Jak je vidět, je obměněn tvar filtru a velikost prvků v podélné i příčné větvi.



Obr. 68. Zobelovy pološlánky typu m



Obr. 69. Závislosti impedance a útlumu Zobelových článků K a m

Tento článek má oproti článku K v nepropustném pásmu útlumový pól, špičku, která však ovlivňuje průběh impedance a útlumu také v propustném pásmu a zlepšuje vlastnosti Zobelových filtrů. Kmitočet, na kterém se pól nachází, se v normované podobě označuje Ω_∞ a je definován vztahem:

$$\Omega_\infty = \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}} \qquad (77)$$

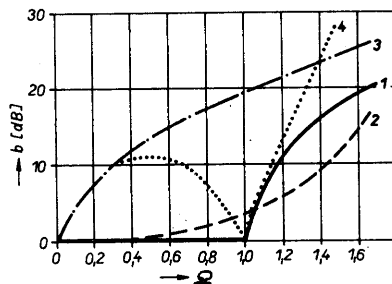
nebo

$$m = \frac{\sqrt{\Omega_\infty^2 - 1}}{\Omega_\infty} \qquad (78).$$

Vzájemné vztahy článků K a článků m jsou nejlépe patrné z obr. 69a a 69b, na nichž jsou znázorněny průběhy útlumu dolní propusti článku K (což je vlastně článek m s $\Omega_\infty = \infty$ neboli $m = 1$) a článků m pro různá m. Pásmo propustnosti je $0 \leqq \Omega \leqq 1$.

Jak je vidět z obr. 69a, připustíme-li odchylku obrazové impedance 20 %, můžeme provozovat článek K nejvýše do kmitočtu o 30 % nižšího (0,7 Ω), než je mezní kmitočet, tj. do 70 % propustného pásma. U článku m s $m = 0,6$ (což je nejčastější případ) je to až do kmitočtu 0,95 Ω, tj. do 95 % propustného pásma.

Jak je však patrné, je útlum článků m v nepropustném pásmu za kmitočtem Ω_∞ menší než u článků K. Proto bývá výhodné použít dva pološlánky m jako krajní články filtru a mezi ně zařadit článek K. Články m zabezpečí vhodný průběh impedance pro zdroj a zátěž v propustném pásmu a článek K zabezpečí vhodný průběh útlumové charakteristiky v nepropustném pásmu. Provozní útlum filtrů závisí na odchylkách obrazové impedance od zatěžovacího odporu. Jako ukázka je uveden průběh útlumu pro filtr K typu dolní propust na obr. 70, na němž



Obr. 70. Závislost provozního útlumu na zatěžovacích impedancích

křivka *1* platí pro zakončení obrazovými impedancemi, křivka *2* pro zakončení $R = k$, *3* pro $R = 0,1k$ (tj. malou impedancí) a *4* pro $R = 10k$ (tj. velkou impedancí. Koeficient k je definován vztahem (76a)). Nejčastěji se užívá s ohledem na (76) a (76a) koeficient $k = R$. Je to z důvodu co nejmenšího útlumu v propustném pásmu.

Jinak se lze odchýlit od tohoto optima až do $0,8 \leqq R/k \leqq 1,25$. Při použití samotných článků K se musí volit kompromis mezi průběhem útlumu a obrazovou impedancí. Proto se někdy záměrně navrhuje článek K tak, jakoby byl zakončen jiným zatěžovacím odporem R', než skutečným odporem R. Pro článek K tvaru T se zvolí $R' = 0,8R$ a pro článek Π $R' = 1,25R$.

Na závěr můžeme shrnout vlastnosti Zobelových článků takto: články K jsou jednodušší s menším počtem součástek. Jejich obrazová impedance mimo propustné pásmo konverguje u tvaru T k nekonečnu ($Z_{0T} \to \infty$) a u tvaru Π k nule ($Z_{0\Pi} \to 0$). Průběh útlumu v nepropustném pásmu má monotónní průběh bez útlumových pólů. Útlum na kmitočtech vzdálenějších od mezního kmitočtu f_c je větší než u článků m. Strmost hrany mezi propustným a nepropustným pásmem je malá. S ohledem na přizpůsobení, tj. podmínku $R = Z_0$, můžeme článek K provozovat jen v omezeném propustném pásmu. Připustíme-li odchylku impedance o 30 %, tj. $Z_0 = 0,7R$, popř. $Z_0 = 1,3R$, lze články K provozovat do kmitočtu o 30 % nižšího nebo vyššího než je f_c podle typu filtru.

Naproti tomu články m jsou obvodově složitější. Tím, že mají v nepropustném pásmu útlumový pól, lze jeho vhodnou volbou dosáhnout daleko větší strmosti hrany mezi propustným a nepropustným pásmem. Takto navržený filtr má však menší útlum na vzdálenějších kmitočtech nepropustného pásma. S ohledem na vhodnější průběh obrazové impedance (při vhodné volbě činitele m) lze jej provozovat až těsně k f_c. Optimální je $m = 0,6$, obvykle se může volit $m = 0,4$ až 0,8. Zvolíme-li $m = 0,6$, pak lze článek m provozovat až do kmitočtu o 5 % vyššího nebo nižšího než je f_c podle typu filtru. Vhodnou volbou kmitočtu útlumového pólu f_∞ lze jednoduše potlačit nežádoucí signál, jehož kmitočet je $f = f_\infty$. Tvary nejčastěji používaných Zobelových filtrů typu K a m jsou na obr. 71 až 73.

Výše uvedené vztahy a vztahy na obr. 71 až 73 byly odvozeny za předpokladu bezeztrátových součástek. Vlivem ztrát v součástkách se zaoblují přechody mezi propustným a nepropustným pásmem, útlum v propustném pásmu není nulový a útlumy v pólech jsou konečné. Proto se snažíme používat do filtrů, zejména pásmových propustí a zádrží s malou šířkou pásma, co nejkvalitnější součástky s malými ztrátami. Pro pásmovou propust lze najít v literatuře požadavek:

$$Q \geqq 30\,\frac{f_0}{\Delta f} \qquad (79),$$

– kde f_0 je střední kmitočet a Δf šířka

	K	m 1. třídy	m 2. třídy
Článek T			
Článek Π			
Obrazový útlum			
Obrazová impedance $\lvert Z_T\rvert$			
Obrazová impedance $\lvert Z_\Pi\rvert$			
	$L'_1=\frac{R}{\pi f_1}$ $C'_2=\frac{1}{\pi f_1 R}$	$L_1=mL'_1$ $C_2=mC'_2$ $L_2=\frac{1-m^2}{4m}L'_1$	$L_1=mL'_1$ $C_1=\frac{1-m^2}{4m}C'_2$ $C_2=mC'_2$
	$m=\sqrt{1-\left(\frac{f_1}{f_\infty}\right)^2}$ $\Omega=\frac{f}{f_1}$ $\Omega_0=\frac{f_\infty}{f_1}$	$L'_1; C'_1$ – hodnoty k. článku	

Obr. 71. Dolní propusti

	K	m 1. třídy	m 2. třídy
Článek T			
Článek Π			
Obrazový útlum			
Obrazová impedance $\lvert Z_T\rvert$			
Obrazová impedance $\lvert Z_\Pi\rvert$			
	$C'_1=\frac{1}{4\pi f_2 R}$ $L'_2=\frac{R}{4\pi f_2}$	$L_2=\frac{1}{m}L'_2$ $C_1=\frac{1}{m}C'_1$ $C_2=\frac{4m}{1-m^2}C'_1$	$L_1=\frac{1-m^2}{4m}L'_2$ $C_1=\frac{1}{m}C'_1$ $L_2=\frac{1}{m}L'_2$
	$m=\sqrt{1-\left(\frac{f_\infty}{f_2}\right)^2}$ $\Omega=\frac{f_2}{f}$ $\Omega_\infty=\frac{f_2}{f_\infty}$		

Obr. 72. Horní propusti

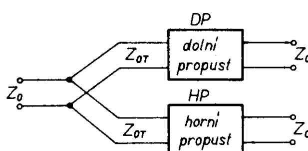
Schéma článku T					
Schéma článku Π					
Obrazový útlum					
Obrazová impedance $\lvert Z_T\rvert$					
Obrazová impedance $\lvert Z_\Pi\rvert$					
	$L'_1=\frac{R}{\pi(f_2-f_1)}$ $C'_1=\frac{f_2-f_1}{4\pi f_0^2 R}$ $L'_2=\frac{(f_2-f_1)R}{4\pi f_0^2}$ $C'_2=\frac{1}{\pi(f_2-f_1)R}$ $f_0^2=f_1 f_2$ $\Omega=\frac{f}{f_0}$	$L_1=\frac{R}{\pi(f_2-f_1)}=L'_1$ $C_1=\frac{f_2-f_1}{4\pi f_1^2 R}$ $C_2=\frac{1}{\pi(f_1+f_2)R}$	$L_1=\frac{f_1^2 R}{\pi f_0^2(f_2-f_1)}$ $L_2=\frac{(f_1+f_2)R}{4\pi f_0^2}$ $C_1=\frac{f_2-f_1}{4\pi f_0^2 R}=C'_1$	$C_1=\frac{f_1+f_2}{4\pi f_0^2 R}$ $C_2=\frac{f_1^2}{\pi f_0^2(f_2-f_1)R}$ $L_2=\frac{(f_2-f_1)R}{4\pi f_0^2}=L'_2$	$L_1=\frac{R}{\pi(f_1+f_2)}$ $L_2=\frac{(f_2-f_1)R}{4\pi f_1^2}$ $C_2=\frac{1}{\pi(f_2-f_1)R}=C'_2$

Obr. 73. Pásmové propusti

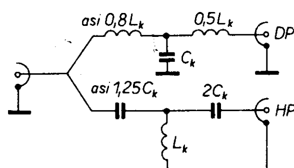
pásma – z něhož vyplývá, že činitel jakosti součástek by měl být alespoň 30× větší, než převrácená hodnota relativní šířky pásma.

V praxi se velmi často vyskytuje požadavek na využití Zobelových filtrů v kmitočtových výhybkách, které slouží k rozdělení několika signálů s různým kmitočtem jdoucím jedním vedením do dvou nebo několika výstupů, nebo naopak jejich sloučení. Princip jednoduché kmitočtové výhybky je na obr. 74, kde je dvojice filtrů, která má na jedné straně výstupy spojeny paralelně.

Jsou-li výstupy takto paralelně spojeny, ovlivňují se navzájem svými obrazovými impedancemi. Reálnou impedanci jednoho filtru v jeho pásmu propustnosti ovlivňuje reaktanční charakter obrazové impedance druhého filtru jeho nepropustného



Obr. 74. Základní schéma kmitočtové výhybky s paralelně spojenými výstupy

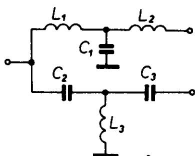


Obr. 75. Kmitočtová výhybka – změny hodnot součástek

pásma a naopak. Tyto vlivy je třeba kompenzovat. Navíc je třeba dodržet velmi důležitou podmínku, která se často porušuje, zejména při spojování článků m. Obrazová impedance mimo propustné pásmo musí být na straně vzájemně spojených svorek velká (tj. $Z_0 \rightarrow \infty$) a to v celém kmitočtovém pásmu, ve kterém má další filtr (nebo filtry) pásmo propustnosti. To je zabezpečeno vždy, použijeme-li články K tvaru T. Případ spojení dolní a horní propusti z obr. 71 a 72 je na obr. 75. Jak je vidět, indukčnost v DP se zvětšila z $0{,}5L_k$ na $0{,}8L_k$ a kapacita v HP se zmenšila z $2C_k$ na $1{,}25C_k$.

Jednoduchá výhybka

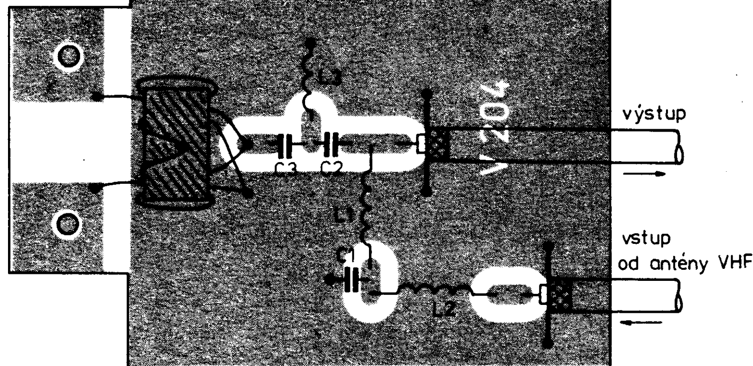
Dále si ukážeme několik prakticky realizovaných kmitočtových výhybek. Na obr. 76 je nejjednodušší kmitočtová výhybka, která slouží ke sloučení nebo rozdělení I. až III. TV pásma (tzv. pásmo VHF) s IV. a V. TV pásmem (tzv. pásmo UHF). Na obr. 77 je znázorněn průběh útlumu této výhybky,



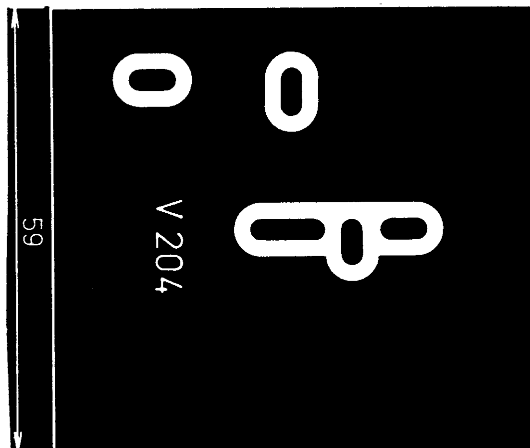
Obr. 76. Jednoduchá kmitočtová výhybka

Obr. 77. Průběh útlumu a PSV jednoduché kmitočtové výhybky

přičemž v propustných pásmech je ČSV ≦ 1,5. Na obr. 78 je deska s plošnými spoji a rozložení součástek. Deska je navržena tak, aby ji bylo možno umístit i s jedním symetrizačním členem přímo do anténní krabice antény pro pásmo UHF.



Obr. 77a. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek (V204)



Obr. 78. Pohled na výhybku (3. strana obálky)

Seznam součástek výhybky

C_1	10 pF, TK 754 (755)
C_2	3,9 pF (3,3 pF), TK 656 (755)
C_3	4,7 pF, TK 656 (755)
L_1	5,5 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
L_2	4 závity } drátu o ∅ 0,5 mm
L_3	2 závity } CuL na ∅ 3 mm

Složitější výhybka

Dále je uvedena složitější kmitočtová výhybka, která umožňuje sloučit signály IV. a V. TV pásma, III. TV pásma a I. TV pásma. Její schéma je na obr. 79 a průběhy útlumů na obr. 80.

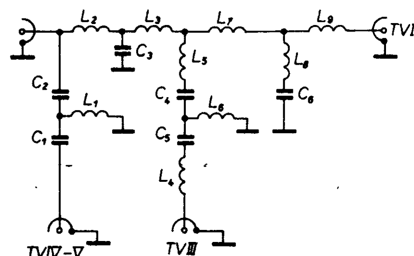
Seznam součástek

Kondenzátory

C_1	4,7 pF, TK 656 (755)
C_2	3,3 pF, TK 656 (755)
C_3, C_6	12 pF, TK 754 (755)
C_4	5,6 pF, TK 656 (755)
C_5	6,8 pF, TK 656 (755)

Cívky (všechny drátem o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm)

L_1 2 závity, L_2 5 1/2 z, L_3 3 1/2 z, L_4 4 1/2 z, L_5 6 z, L_6 4 1/2 z, L_7 7 1/2 z, L_8 4 z, L_9 5 1/2 závitu.

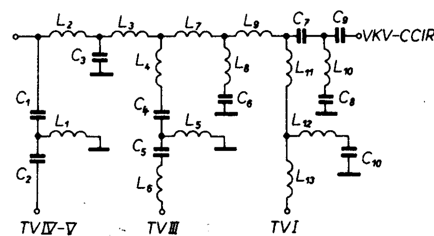


Obr. 79. Schéma zapojení složitější výhybky

Signál ze vstupu IV. a V. TV pásma přivádíme přes horní propust C_1, C_2, L_1, která je spojena na výstupu s dolní propustí L_2, L_3, C_3. Ta má f_c asi 250 MHz. K této dolní propusti je připojena pásmová propust L_4, L_5, L_6, C_4, C_5 pro vstup III. TV pásma a dolní propust L_7, L_8, L_9, C_7 s jedním útlumovým pólem, na jejíž vstup se přivádějí signály I. TV pásma. Tento vstup má mezní kmitočet f_c asi 100 MHz, takže je možné připojit k němu nejen televizní signály, ale i FM rozhlas. Použijeme-li na tomto vstupu širokopásmový směrový nebo hybridní člen (při splnění dříve uvedených podmínek správného impedančního zakončení), lze na tento vstup přivádět současně televizní i rozhlasový signál. Širokopásmový slučovací člen lze použít samozřejmě na jakémkoli vstupu. Impedanční přizpůsobení všech vstupů na příslušných kmitočtových pásmech odpovídá ČSV ≦ 1,6.

Jiný typ složitější výhybky

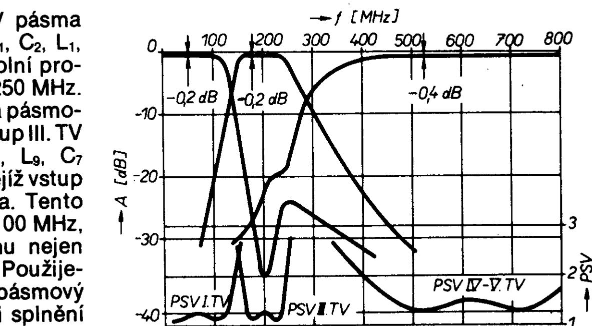
Na obr. 81 a 82 je obměna výhybky z obr. 79, u níž se zvlášť slučují signály pásma I. TV a VKV CCIR-G.



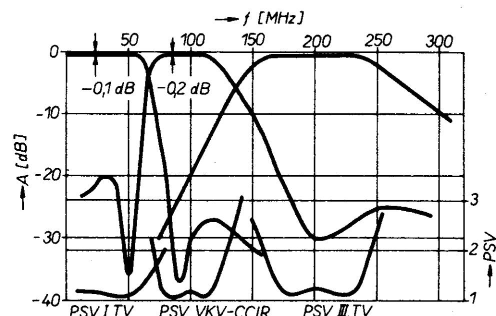
Obr. 81. Schéma zapojení rozšířené výhybky

Seznam součástek

Cívky (všechny drátem o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm)



Obr. 80. Průběh útlumu a PSV složitější výhybky

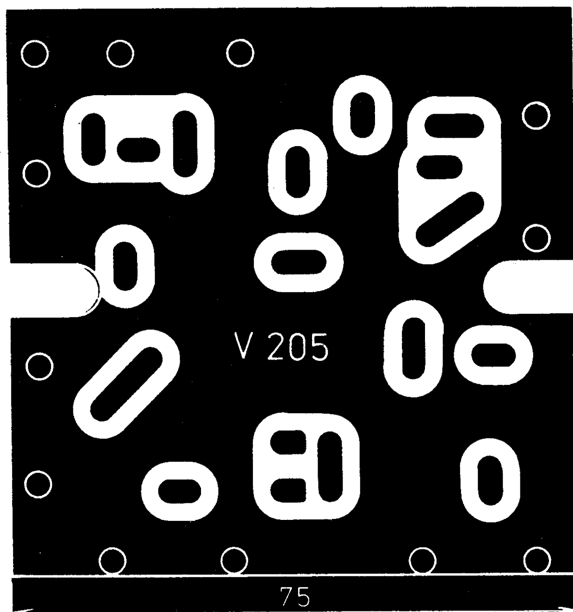


Obr. 82. Průběh útlumu a PSV rozšířené výhybky

L_1 2 závity, L_2 5 1/2 z, L_3 3 1/2 z, L_4 4 1/2 z, L_5 6 z, L_6 4 1/2 z, L_7 7 1/2 z, L_8 4 z, L_9 4 1/2 z, L_{10} 11 1/2 z, L_{11} 15 1/2 z, L_{12} 6 1/2 z a L_{13} 10 1/2 závitu

Kondenzátory

C_1	4,7 pF, TK 656 (655)
C_2	3,3 pF, TK 656 (755)



Obr. 83. Deska s plošnými spoji (V205)

C_3, C_6	12 pF, TK 754 (755)	
C_4	5,6 pF, TK 656 (755)	
C_5	6,8 pF, TK 656 (755)	
C_7	22 pF	
C_8	56 pF	TK 754
C_9	56 pF	(755, 774)
C_{10}	33 pF	

V podstatě se jedná o předchozí kmitočtovou výhybku, kde ke vstupu pro I. TV pásmo je připojena další výhybka. Skládá se z horní propusti C_7, C_8, C_9, L_{10} s útlumovým pólem na $f_\infty \doteq 55$ MHz. K té se přivádí signál FM VKV v pásmu CCIR-G. Dále je zde dolní propust L_{11}, L_{12}, L_{13}, C_{10} s útlumovým pólem $f_\infty \doteq 85$ MHz, na jejíž vstup jsou připojeny signály v pásmu II. TV CCIR-K (OIRT).

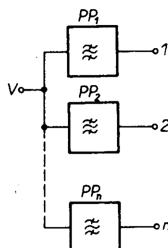
Pro tuto a předcházející výhybku byla navržena jedna deska s plošnými spoji (obr. 83, 84), kterou lze umístit např. v ploché instalační krabici. Použijeme-li desku pro výhybku podle obr. 79, vypustíme součástky L_{10}, L_{11}, L_{12}, L_{13}, C_7, C_8, C_9, C_{10} a změníme cívku L_9. Tuto výhybku je možné umístit do dvojité instalační krabice spolu se zesilovačem, čímž vznikne ucelený komplet rozvodu.

4.1 Výhybka z pásmových propustí

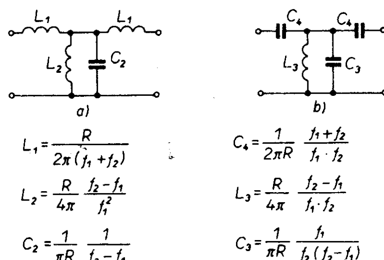
Sloučit nebo rozbočit dva nebo několik signálů, které mohou mít i relativně malý kmitočtový odstup, lze i pásmovými propustmi. Při obecném návrhu je třeba vycházet ze zásady, že se jednotlivé vstupy nesmí navzájem ovlivňovat. To tedy znamená, že impedance na svorkách, které jsou navzájem spojeny, musí mít určitý průběh v závislosti na kmitočtu. Ukažme si to na obr. 85: Máme dvě pásmové propusti PP_1 a PP_2, které jsou navzájem spojeny. V jejich pásmu propustnosti se jejich vstupní a výstupní obrazová impedance blíží jmenovité, např. $Z_0 = 75\ \Omega$. Mimo své propustné pásmo musí mít jedna pásmová propust na kmitočtech propustného pásma druhé pásmové propusti výstupní impedanci

Obr. 84. a) rozložení součástek složitější výhybky, b) pohled na výhybku, c) výhybka se sezilovačem (3. strana obálky); vstup VHF můžeme použít, bude-li výhybka použita ke složení pásma VHF a VHF (varianta malé výhybky z obr. 77)

mnohem větší než je jmenovitá $Z_0 = 75\ \Omega$. Jsou-li propusti spojeny paralelně, platí tento požadavek i na vstupní svorky. V praxi se nejčastěji využívá klasických vázaných pásmových propustí s tzv. sériovým výstupem, tj. výstupní obvod je tvořen sériovým rezonančním obvodem. Tento obvod je navržen tak, že v pásmu propustnosti, kdy je v rezonanci, má impedanci blízkou $Z_0 = 75\ \Omega$. Mimo pásmo propustnosti, tj. mimo rezonanci, se impedance sériového rezonančního obvodu zvětšuje. Tento způsob navázání pásmových propustí se používá např. v kanálových zesilovačích typu TESA-S společných televizních antén. Pro použití v amatérských podmínkách jsou však nevhodné, neboť mají příliš mnoho nastavovacích prvků, které se ještě navzájem ovlivňují. Navíc klasické pásmové propusti z vázaných laděných obvodů prakticky



Obr. 85. Princip slučovače z pásmových propustí



Obr. 86. Pásmové propusti použité ve slučovači

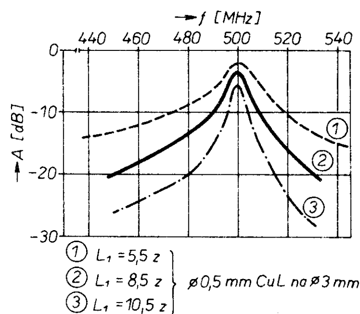
nelze v pásmu UHF v potřebném tvaru realizovat.

Při navrhování slučovače z pásmových propustí v amatérských podmínkách, s minimem nastavovacích prvků, padla volba na modifikované Zobelovy pásmové propusti. Základní schéma je na obr. 86, přičemž průběhy útlumu a impedance jsou na obr. 73.

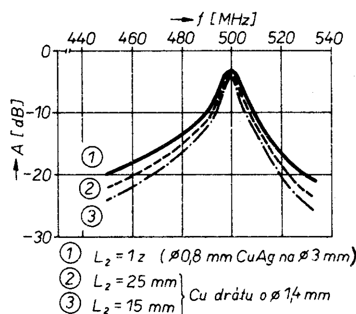
Jak je vidět z obr. 73, průběh impedance filtru ve tvaru článku T se mění v propustném pásmu teoreticky okolo hodnoty $|Z_T| = R$ od $|Z_T| = 0$ do $|Z_T| = \infty$ – to je ryze teoretický průběh. Prakticky se mění vlivem ztrát v prvcích v mnohem menším rozmezí. Např. u filtru podle obr. 86a se $|Z_T|$ zmenšuje pod pásmem $f < f_1$ velice pomalu, takže v uvažovaném kmitočtovém pásmu UHF je stále dostatečně velká. Nad pásmem ($f > f_2$) se přitom impedance $|Z_T|$ zvětšuje dostatečně rychle.

Obdobně tyto závěry platí i pro filtr podle obr. 86b. Jak je vidět z průběhu útlumové charakteristiky, filtr podle obr. 86a má strmější průběh útlumu nad propustným pásmem ($f > f_2$) a filtr podle obr. 86b pod propustným pásmem ($f < f_1$). Této skutečnosti se využívá při vzájemném řazení filtrů. Navrhneme-li součásti těchto pásmových propustí podle dříve uvedených vztahů, dostaneme pro $R = 75\ \Omega$: (zvolíme-li $f_1 = 500$ MHz a $f_2 = 600$ MHz) $L_1 = 21$ nH, $L_2 = 2,5$ nH, $C_2 = 42$ pF, zvolíme-li $f_2 = 550$ MHz, bude $L_1 = 23$ nH, $L_2 = 1,2$ nH a $C_2 = 82$ pF. Jak je vidět, indukčnost L_1 se mění velice málo, proto může být pevná. Změna středního kmitočtu je dána rezonančním kmitočtem obvodu L_2, C_2 a šířka pásma poměrem L_2/C_2. Jak plyne ze vzorců i z ukázky výpočtu, čím větší bude poměr L_2/C_2, tj. čím větší bude L_2 a menší C_2, tím větší bude i šířka pásma.

Takto vypočítaný obvod však nelze na kmitočtech IV. a V. TV pásma realizovat, neboť indukčnost L_2 již vychází příliš malá a kapacita C_2 příliš velká. Jak opět plyne ze vzorců, vede cesta k řešení změnou obrazové impedance, v našem případě změnou velikosti R. Zvolíme-li $R = 300\ \Omega$, potom pro stejné kmitočty $f_1 = 500$ MHz a $f_2 = 600$ MHz vychází $L_1 = 86$ nH, $L_2 = 10$ nH a $C_2 = 11$ pF a pro $f_2 = 550$ MHz bude $L_1 = 91$ nH, $L_2 = 5$ nH a $C_2 = 21$ pF. To jsou již výsledky příznivější, a proto byly vzaty jako výchozí pro



Obr. 87. Útlumové charakteristiky pásmové propusti pro různé indukčnosti L_1



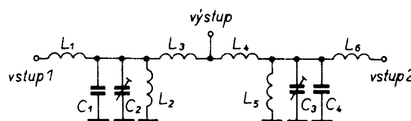
Obr. 88. Útlumové charakteristiky pásmové propusti pro různé indukčnosti L_2

praktickou realizaci obvodu. Výsledky experimentálního ověření filtru, při němž byly hodnoty součástek upraveny s ohledem na možnosti realizace a co nejlepší vlastnosti jsou na obr. 87 a 88. Na obr. 87 je útlumová charakteristika pro zapojení podle obr. 86a pro různé indukčnosti L_1 při dané L_2 (= 1 závit drátu o ∅ 0,8 mm CuAg na ∅ 3 mm), C_2 je kapacitní trimr 0,5 až 4,5 pF. Obvod byl na střední kmitočet f_0 = 500 MHz doladěn změnou C_2; změny C_2 byly však velmi malé. Na obr. 88 je útlumová charakteristika v závislosti na změnách indukčnosti L_2 pro danou L_1 (= 8 1/2 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL), C_2 = 0,5 až 4,5 pF je kapacitní trimr. Obvod byl na střední kmitočet f_0 = 500 MHz naladěn změnou kapacity C_2. Jak je vidět z obrázků, na velikost průchozího útlumu má rozhodující vliv „podélná" indukčnost L_1, na průběh útlumu (strmost) poměr L_2/C_2 paralelního rezonančního obvodu. Obdobně se chová i obvod podle obr. 86b, který má strmější průběh útlumové charakteristiky směrem k nižšímu kmitočtu; součástky jsou obdobné jako na obr. 86a, tj. $L_3 = L_2$, $C_3 = C_2$, $C_1 \doteq 0,5$ pF.

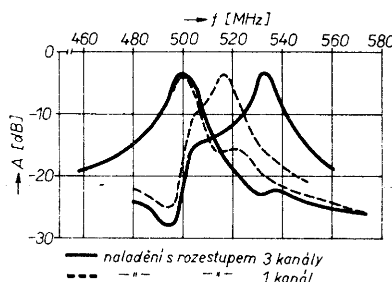
Spojíme-li dvě nebo několik takových pásmových propustí paralelně, dostaneme selektivní kmitočtovou výhybku velmi dobrých vlastností. Pro zachování dostatečné strmosti musíme volit trochu větší průchozí útlum, než je obvyklé (v našem případě −3 až −4 dB). Pak je možné provozovat tyto pásmové propusti (s určitým ovlivněním) s rozestupem jednoho kanálu (tzv. „obsousední kanál"). Bez jakéhokoli vzájemného ovlivnění pracují s rozestupem tří kanálů. Průběh vstupní a výstupní impedance na naladěných kanálech je velmi dobrý (PSV ≦ 1,2 až 1,4). Chceme-li pracovat s malým rozestupem pásem propustnosti, můžeme zvolit raději poněkud větší průchozí útlum a větší strmost (tj. větší indukčnost L_1 podle obr. 86a nebo menší C_1 podle obr. 86b). Pracujeme-li naopak s velkým rozestupem, můžeme zvolit i poněkud menší průchozí útlum (tj. menší L_1 nebo větší C_1).

Konstrukce výhybek z pásmových propustí

Na závěr si ukážeme tři konkrétní příklady zapojení výhybek z pásmových propustí. Nejprve uvedeme dvě jednoduché a třetí bude velká výhybka pro celkem 6 kanálů ve IV. až V. TV pásmu. Na obr. 89 je jednoduchá výhybka pro dva kanály z pásmových propustí s podélnou indukčností podle obr. 86a. Na obr. 90 je její útlumová charakteristika.



Obr. 89. Jednoduchá výhybka



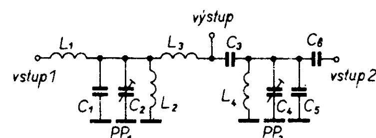
Obr. 90. Útlumové charakteristiky výhybky z obr. 89

Seznam součástek

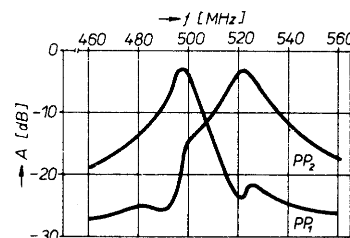
L_1, L_3, L_4, L_6	8 1/2 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm.
L_2, L_5	25 mm rovného drátu o ∅ 1,4 mm Cu
C_1, C_4	2,2 pF, TK 656
C_2, C_3	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr

Paralelní kombinace pevného kondenzátoru C_1 (C_4) s proměnným C_2 (C_3) byla zvolena z hlediska teplotní stability, omezení přídavných ztrát a stálosti naladění. Skleněné trimry mají totiž poměrně velké ztráty. S pevným kondenzátorem C_1 = 2,2 pF lze dosáhnout přeladění přibližně od 490 MHz až do 600 MHz. Při použití na dolním konci IV. TV pásma můžeme použít pevný kondenzátor o kapacitě C_1 = 2,7 až 3,3 pF, při použití převážně na horním konci V. pásma (nad 600 MHz) můžeme jeho kapacitu zmenšit až na 1 pF. Konstrukční detaily jsou zřejmé z obr. 95. Jednotlivé součástky můžeme připájet přímo na konektory a skleněný trimr. Nemáme-li konektory, vytvoříme na kuprextitové desce vstupní body a výstupní bod jako „ostrůvek", ke kterému připájíme příslušné konce L_1, L_3, L_4 a L_6 a přívodní souosé kabely. Druhé konce L_1, L_3, L_4 a L_6 spolu se zbývajícími součástkami připájíme na skleněný trimr. Při použití pájecích bodů („ostrůvků") na kuprextitové desce musíme okolo nich ponechat dostatečně velkou mezeru, abychom omezili parazitní kapacity na zem.

Na obr. 91 je další *jednoduchá výhybka*, přičemž jedna pásmová propust má v podélných větvích indukčnosti a druhá kapacity. Na obr. 92 je její útlumová charakteristika.



Obr. 91. Jednoduchá výhybka – varianta



Obr. 92. Útlumové charakteristiky výhybky z obr. 91

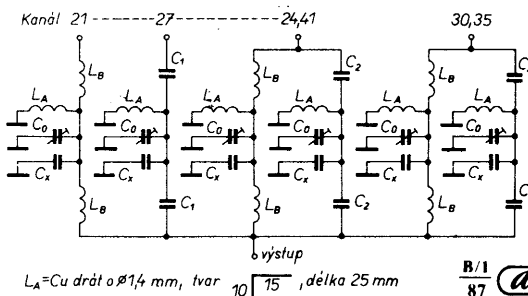
Seznam součástek k obr. 91

L_1, L_3	8 1/2 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
L_2, L_4	25 mm rovného drátu o ∅ 1,4 mm Cu
C_1, C_5	2,2 pF, TK 656
C_2, C_4	0,5 až 4,4 pF, skleněný trimr
C_3, C_6	0,5 pF (viz text)

O jednotlivých součástkách a konstrukčním řešení platí totéž, co u předcházející výhybky. Kapacity C_3 a C_6 je možné realizovat např. sériovým spojením dvou kondenzátorů TK 656, 1 pF, nebo lze použít dva izolované vodiče nebo (v našem případě, obr. 95) miniaturní dvoulinku, která se používá k vinutí symetrizačních členů. Kapacitu 0,5 pF realizujeme dvoulinkou délky asi 25 mm, přičemž na jednom konci odizolujeme asi 3 mm jednoho vodiče a na druhém konci odizolujeme 3 mm druhého vodiče. Tím vytvoříme potřebnou kapacitu, kterou můžeme měnit délkou této dvoulinky.

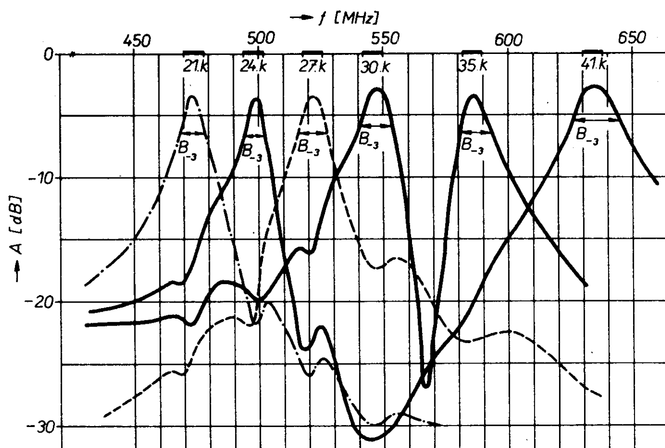
Průchozí útlum na středním kmitočtu propustného pásma obou filtrů je asi −3 dB, vstupní PSV ≦ 1,4 a výstupní PSV ≦ 1,3, opět v příslušných propustných pásmech.

Jako poslední si uvedeme *velkou výhybku z pásmových propustí* pro kanály 21, 24, 27, 30, 35 a 41. Její schéma zapojení je na obr. 93 a na obr. 94 je její útlumová charakteristika.



Obr. 93. Kombinovaná výhybka

Obr. 94. *Útlumové charakteristiky výhybky z obr. 93*



Obr. 95. Pohled na výhybku (3. str. obálky)

Seznam součástek

L_A	viz obr. 93
L_B	8 1/2 z drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
C_0	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr
C_x	2,2 pF, TK 656 pro kanály 21, 24, 27, 30 1 pF, TK 656 pro kanály 35 a 41
C_1	2× 1 pF, TK 656, v sérii
C_2	25 mm dvoulinky (viz text)

K jednotlivým vstupům lze připojit výstupy širokopásmových nebo kanálových zesilovačů, širokopásmové nebo kanálové antény apod. Výstup je možné připojit přímo nebo přes vhodný širokopásmový zesilovač do rozvodu.

5. Odlaďovače

Odlaďovač je pasívní obvod, který má za úkol potlačit (odladit) signál daného kmitočtu nebo signály v relativně úzkém kmitočtovém pásmu. Požadavky na něj kladené jsou často protichůdné a proto se kvalitní odlaďovač realizuje obtížně. Má mít obvykle co největší útlum potlačovaných signálů, pro ostatní signály útlum pokud možno nulový. Přitom se obvykle požaduje co největší strmost boků útlumové charakteristiky. Za nejjednodušší odlaďovač lze považovat sériový rezonanční obvod, zapojený paralelně k signálové cestě nebo paralelní rezonanční obvod, zapojený sériově do signálové cesty. Bohužel tyto jednoduché obvody při praktické realizaci nesplňují současně všechny naše požadavky, a to zejména v pásmu UHF.

Funkci odlaďovače si popíšeme na příkladu sériového rezonančního obvodu, připojeného paralelně k signálové cestě (např. vedení, zesilovač apod.). Tato cesta má nějakou charakteristickou jmenovitou impedanci, obvykle $Z_0 = 75\ \Omega$. K této impedanci je paralelně připojena impedance odlaďovače, která má být pro odlaďované signály teoreticky nulová, pro ostatní nekonečně velká. Na tom, jak se skutečné poměry liší od teoretických, závisí kvalita odlaďovače. Jak je vidět, je výhodné realizovat odlaďovač v místě s velkou impedancí. Navíc mají obvody s velkou impedancí některé nepříznivé vlastnosti: nelze realizovat taková vedení, zesilovače jsou citlivé na parazitní kapacity na zem. Navíc by se musela tato impedance zpětně transformovat na impedanci $Z_0 = 75\ \Omega$ (nebo 50 Ω), kterou zásadně mají běžně vyráběné souosé kabely a přístroje. Při této transformaci vznikají nutně ztráty, a ty jsou tím větší, čím větší je tato transformace.

Při zvažování různých variant odlaďovače padla volba na modifikované sérioparalelní rezonanční obvody, které se vyznačují tím, že s nimi lze vytvořit jednu hranu (bok) útlumové charakteristiky dostatečně strmou. Přitom zejména při použití v pásmu UHF je lze prakticky realizovat. Dva základní typy sérioparalelních rezonančních obvodů jsou na obr. 96 spolu s průběhy impedance.

Jednotlivé prvky jsou dány následujícími vztahy:

pro obr. 96a

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}} \quad (80),$$

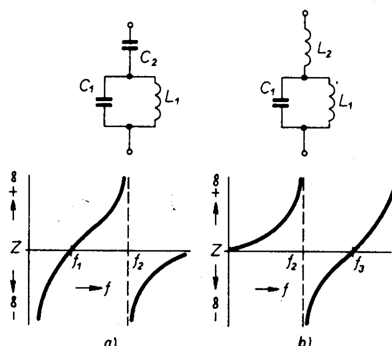
$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (81);$$

pro obr. 96b

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (82),$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C_1}} \quad (83).$$

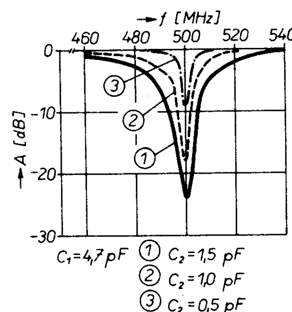
Jak je vidět z průběhů impedancí, má obvod podle obr. 96a na kmitočtu f_1 minimální impedanci, jejíž velikost je dána vzájemnými poměry jednotlivých prvků a jejich ztrátami. Na kmitočtu f_2 (a také na nulovém kmitočtu) je impedance obvodu maximální. Při použití tohoto obvodu jako odlaďovače zařazeného paralelně k signálové cestě je na kmitočtu f_1 maximální útlum a na kmitočtu f_2 útlum minimální. Přibližováním kmitočtu f_2 k f_1 můžeme ovlivňovat strmost této hrany útlumové charakteristiky. Obdobné vlastnosti má obvod z obr. 96b, kde kmitočet f_2, na němž má obvod maximální impedanci, je nižší než kmitočet f_3, při němž má obvod minimální impedanci. Maximální útlum tohoto obvodu jako paralelního odlaďovače je na kmitočtu f_3 a minimální na kmitočtu f_2.



Obr. 96. Sérioparalelní rezonanční obvody

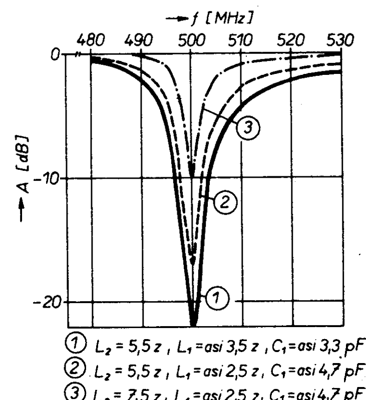
Pro ukázku praktického návrhu si zvolme zapojení podle obr. 96a. Nejprve si zvolme střední kmitočet útlumové charakteristiky $f_1 = 500$ MHz. Jak je vidět ze vztahů (80) a (81), je dán oběma kapacitami C_1 a C_2, kdežto kmitočet f_2 je dán pouze kapacitou C_1. Chceme-li, aby kmitočty f_1 a f_2 byly co nejblíže u sebe (co největší strmost), volíme C_2 co nejmenší a C_1 co největší. Přibližně lze tedy říci, že kapacita C_2 ovlivňuje zejména maximální útlum a poměr L_1/C_1 strmost hrany. Na základě této úvahy zvolíme tedy $C_1 = 4,7$ pF a $C_2 = 1$ pF. Potom dostaneme $L_1 \doteq 18$ nH a kmitočet $f_2 = 547$ MHz.

Při praktické realizaci byly optimalizovány hodnoty součástek z hlediska realizovatelnosti a dosažených parametrů. Některé útlumové charakteristiky jsou na obr. 97. Jemně byl obvod na středním kmitočtu $f_0 = 500$ MHz doladěn malou změnou L_1. Obdobné charakteristiky byly získány i pro změny C_1 při pevném C_2. Zde jsou změny velmi malé, např. změna C_1 od 2,2 do 4,7 pF znamená změnu útlumu z −21 na −18 dB na f_0, přičemž při $C_1 = 4,7$ pF je hrana strmější než při $C_1 = 2,2$ pF. Cívka L_1 byla obvykle zhotovena ze 2 závitů drátu o ∅ 0,8 mm CuAg na ∅ 3 mm.

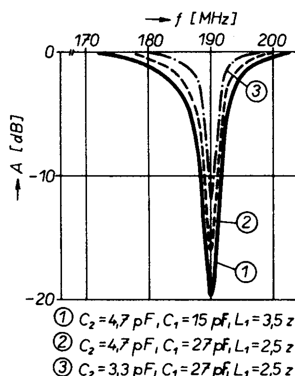


Obr. 97. Útlumové charakteristiky obvodu z obr. 96a pro pásmo UHF

Obdobně byl realizován obvod podle obr. 96b, přičemž jako L_2 byla používána cívka od 2,5 do 7,5 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm, L_1 byla obvykle 2,5 až 3,5 závitu drátu o ∅ 0,8 mm CuAg na ∅ 3 mm, C_1 se měnil v mezích 2,2 až 4,7 pF.

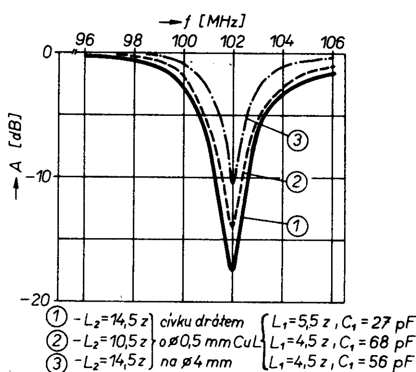


Obr. 98. Útlumové charakteristiky obvodu z obr. 96b pro pásmo UHF



Obr. 99. Útlumové charakteristiky obvodu z obr. 96a pro pásmo VHF

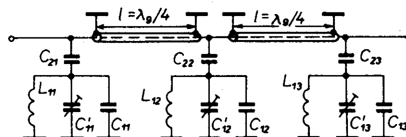
Útlumové charakteristiky několika variant jsou na obr. 98. Dále byly vyzkoušeny obvody podle obr. 96a pro III. TV pásmo s $C_2 \doteq 3,3$ až 4,7 pF, C_1 = 10 až 27 pF, L_1 = 2,5 až 5,5 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm. Několik příkladů útlumových charakteristik je na obr. 99. Poslední typ odlaďovače byl realizován pro pásmo FM rozhlasu VKV-CCIR. Při použití ve variantě podle obr. 96a byly ověřeny součástky C_2 = 5,6 až 8,2 pF, C_1 = 27 až 68 pF a L_1 = 3,5 až 8,5 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm. Varianta podle obr. 96b měla tyto součástky L_2 = 10,5 až 14,5 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 4 mm, L_1 = 4,5 až 6,5 závitu drátu o ∅ 0,8 mm CuAg na ∅ 3 mm, C_1 = 27 až 68 pF. Útlumové charakteristiky několika příkladů této varianty jsou na obr. 100. Konkrétní příklady použití budou uvedeny na konci této kapitoly.



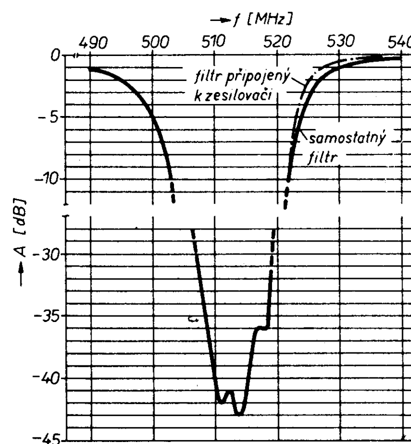
Obr. 100. Útlumové charakteristiky obvodu z obr. 96b pro pásmo VKV-FM

Odlaďovač, využívající transformačních vlastností vedení

Jak bylo naznačeno, účinek odlaďovače je tím větší, na čím větší impedanci působí. Při zvažování praktických možností, jak realizovat tento požadavek, zejména s ohledem na použití společně se zesilovači s moderními bipolárními tranzistory, které mají vstupní a výstupní impedance blízké 75 Ω, padla volba na využití transformačních vlastností vedení. Jak plyne z teorie a jak si každý může lehce dokázat na Smithově diagramu, transformuje vedení dlouhé $\lambda/4$ nulovou impedanci na nekonečnou a naopak. Transformace vedením $\lambda/4$ znamená totiž otočení daného impedančního bodu po kružnici se středem uprostřed diagramu o 180°. Této výhodné vlastnosti vedení spolu s vlastnostmi sérioparalelního rezonančního obvodu bylo využito při realizaci odlaďovačů.



Obr. 101. Celkové schéma odlaďovače



Obr. 102. Útlumová charakteristika

Podívejme se na obr. 101, kde je celkové schéma odlaďovače. Příklad útlumové charakteristiky je na obr. 102.

Seznam součástek

C_{21}, C_{22}, C_{23}	1 pF, TK 656
C_{11}, C_{12}, C_{13}	2,2 pF, TK 656
C'_{11}, C'_{12}, C'_{13}	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr
souosý kabel	VLEOY 75-3, 7; VCEOY 75-3, 7 délky 87 mm VCCDY 75-3, 7 délky 109 mm
L_{11}, L_{12}, L_{13}	2 závity drátu o ∅ 0,8 mm CuAg na ∅ 3 mm

Tři sérioparalelní obvody jsou spojeny úseky vedení (souosý kabel) o délce $l = \lambda_0/4$ (tj. čtvrtvlnným vedením) na odlaďovaném kmitočtu. Chceme-li odlaďovat např. kanál 26, který má střední kmitočet zhruba 514 MHz, pak $\lambda = 300/f = 58,4$ cm a z toho $\lambda/4 = 14,6$ cm. Tuto délku je třeba násobit tzv. činitelem zkrácení k, který je různý pro různé typy kabelů v závislosti na jejich dielektriku, např. pro plné PE dielektrikum je $k \doteq 0,66$ a pro pěnové PE dielektrikum je $k \doteq 0,81$. Při použití souosého kabelu v odlaďovači vychází však činitel zkrácení o něco větší, a sice pro plné dielektrikum $k' = 0,59$ a pro pěnové $k' = 0,75$. Potom tedy vyjde délka úseku vedení $l = \lambda/4 \,.\, k' = 86$ mm (109 mm) pro kabel s plným (pěnovým) dielektrikem. Délkou úseku vedení l je myšlena délka opletení (vnějších vodičů) souosého kabelu (viz např. obr. 101, 103). Lze použít i souosý kabel s teflonovou vnitřní izolací (např. o vnějším ∅ 3 mm), který má charakteristickou impedanci 50 Ω. Činitel zkrácení při použití v odlaďovači volíme $k' = 0,62$. Při jeho použití se zmenší útlum na odlaďovacích kmitočtech o asi 6 až 8 dB a na hraně propustného pásma se zvětší max. o 0,5 dB. Mírné nepřizpůsobení k napájecímu souosému kabelu, který je většinou 75 Ω, obvykle nevadí, pokud jde o výstup k zesilovači je naopak vítané z hlediska malé vstupní impedance tranzistoru.

Vraťme se nyní k popisu funkce podle obr. 101. První obvod způsobí na odlaďovaném kmitočtu značné zmenšení impedance. Toto zmenšení se transformačním účinkem projeví jako velká impedance v místě druhého obvodu, čímž se zvětší jeho účinek. Obdobně pracuje i třetí obvod. Součástky byly zvoleny jako kompromis mezi útlumem v potlačovaném pásmu a strmostí hrany útlumové charakteristiky. Paralelní kombinace pevného a proměnného kondenzátoru byla zvolena s ohledem na jakost obvodu a jeho časovou stálost. Pokud mají pevné kondenzátory $C_{11} = C_{12} = C_{13}$ kapacitu 2,2 pF, je přeladění proměnnými kapacitními trimry 0,5 až 4,5 pF v rozsahu od 500 do 580 MHz. Kmitočtová pásma lze měnit změnou kapacity pevných kondenzátorů. Vypustí-li se úplně, je maximální kmitočet odladění pro $L_{11} = L_{12} = L_{13}$ podle seznamu součástek a minimální kapacitu trimrů asi 700 MHz. S $C_{11} = C_{12} = C_{13}$ o kapacitě 3,3 pF obsáhneme pásmo asi 450 až 540 MHz.

Konstrukce zesilovačů s odlaďovači

Na obr. 103, 104, 105, 106, 107, 108 je *tříobvodový odlaďovač* s dvoustupňovým širokopásmovým zesilovačem bez zpětných vazeb.

Seznam součástek

Kondenzátory

C_1, C_4, C_7	1 pF, TK 656
C_2, C_5, C_8	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr
C_3, C_6, C_9	2,2 pF, TK 656 (viz text)
C_{10}, C_{11}	4,7 pF, TK 656 (755)
C_{12}	10 pF, TK 754 (755)
C_{13}	100 pF, TK 754 (774)
C_{14}, C_{15}	680 pF až 2,2 nF, TK 724 (744, 794, 795)

Rezistory (TR 151, TR 191)

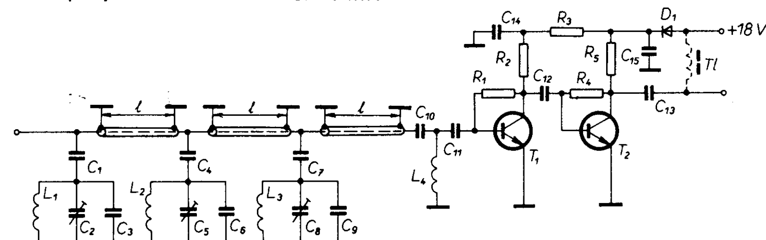
R_1	100 kΩ, viz text
R_2	1,2 kΩ
R_3	33 Ω
R_4	27 kΩ, viz text
R_5	560 Ω, TR 152 (192)

Tranzistory a diody

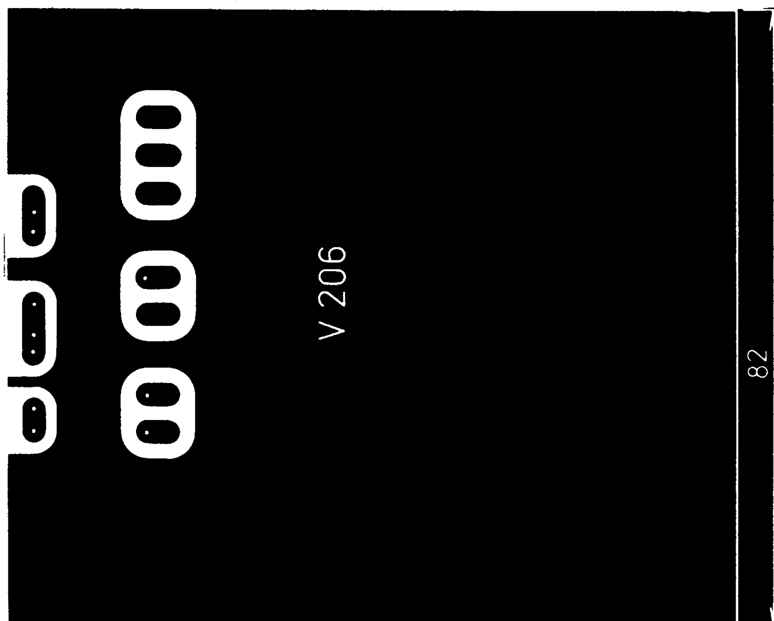
T_1	BFT66 (BFR90, BFR34, BFQ69 atd.)
T_2	BFR91 (BFT65 atd.)
D_1	dioda Si

Cívky

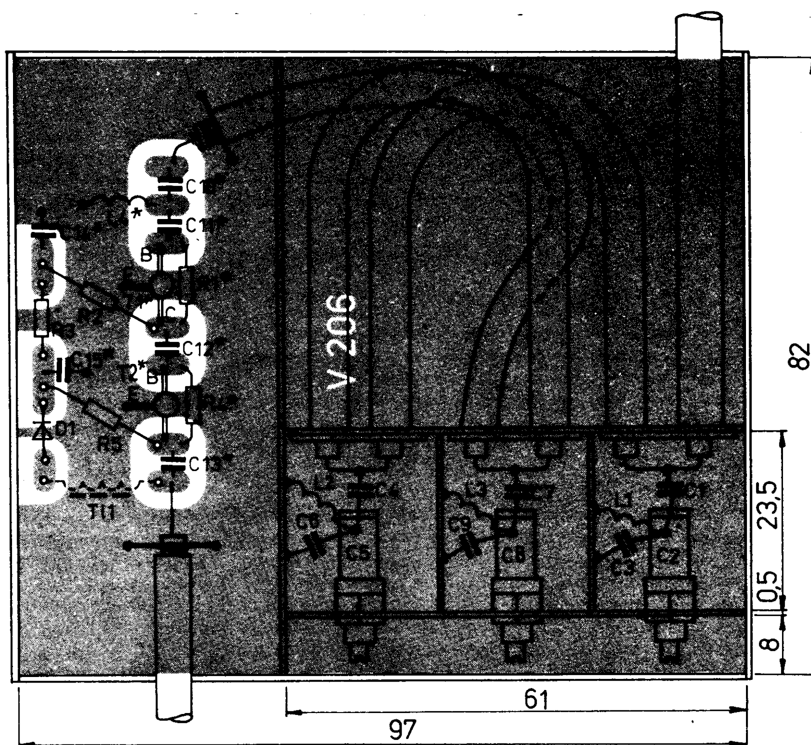
L_1, L_2, L_3	2 závity drátu o ∅ 0,8 mm Cu nebo CuAg na ∅ 3 mm



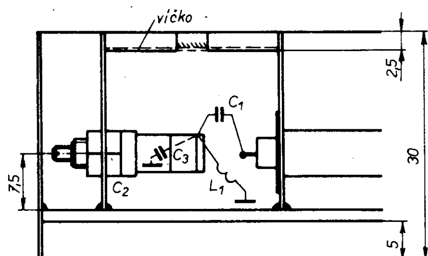
Obr. 103. Schéma zapojení zesilovače s odlaďovačem



Obr. 104. Deska s plošnými spoji (V206)



Obr. 105. Rozmístění součástek



Obr. 106. Detail odlaďovače

L_4	2 závity drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm	
Tl	napájecí tlumivka	

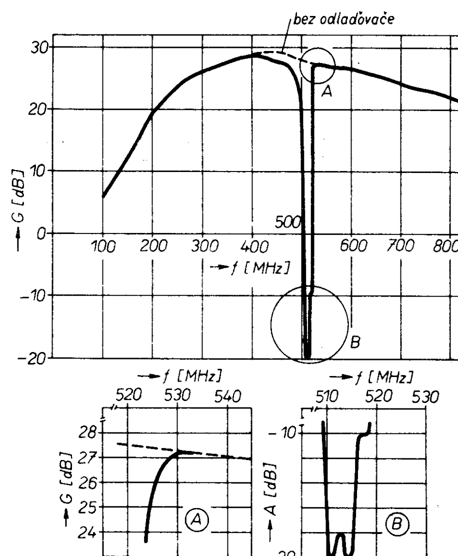
Rezistory R_2 a R_5 volíme podle dříve uvedených kritérií pro pracovní bod tranzistoru, R_1 a R_4 je třeba individuálně vybrat (záleží na zesilovacím činiteli konkrétně použitého tranzistoru). Všechny kondenzátory pájíme s co nejkratšími přívody. Emitory tranzistorů musíme uzemnit těsně u pouzdra.

Celý zesilovač je sestaven na desce s plošnými spoji. Jednotlivé přepážky i obvodový rám jsou zhotoveny např. z pocínovaného plechu, kuprextitu apod. Nejprve si nastříháme destičky potřebných rozměrů a vyvrtáme do nich patřičné díry. Jejich průměr závisí na tom, jaký použijeme souosý kabel, dolaďovací trimry, zda vstup a výstup bude vyveden na konektor či přímo souosým kabelem. Potom postupně sestavíme komůrky s odlaďovači. Doporučujeme nejprve připájet úseky souosého vedení na přepážku a teprve tento celek pájet do krabičky. Při pájení je třeba postupovat opatrně, abychom kabel nepoškodili (především aby se „neprořízl" střední vodič nebo opletení izolací). Po sestavení komůrek osadíme zesilovač a nastavíme pracovní body. Po předběžném oživení a nastavení můžeme víčkem uzavřít komůrky s odlaďovači, prostor s úseky souosého kabelu, popř. také prostor zesilovače. Vstup a výstup lze také vyvést přes průchodky, které by však neměly mít příliš velkou kapacitu na zem. Současně je třeba zabezpečit správné a dokonalé zemnění vstupního a výstupního souosého kabelu.

Nejlepších výsledků obvykle dosáhneme, je-li obvod L_1, C_1, C_2, C_3 laděn mezi nosnou obrazu a zvuku odlaďovaného kanálu, obvod L_2, C_4, C_5, C_6 na nosnou zvuku a L_3, C_7, C_8, C_9 na nosnou obrazu.

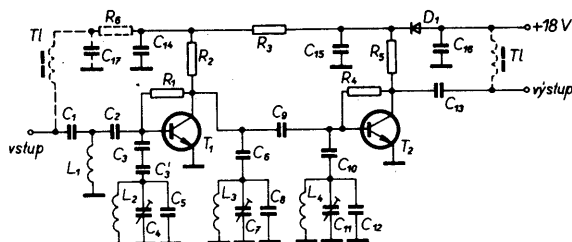
Obdobně bychom mohli použít i odlaďovač podle obr. 96b. Použití jednoho z obou typů odlaďovačů záleží na tom (jak již bylo uvedeno), leží-li přijímané signály pod nebo nad signálem odlaďovaným. Pro amatérskou stavbu však jednoznačně doporučujeme odlaďovač podle obr. 96a.

Druhou konstrukcí je opět *dvoustupňový širokopásmový zesilovač,* který však nemá odlaďovací obvody soustředěny na vstupu, ale před a za prvním zesilovacím stupněm. Toto uspořádání je výhodné zejména tam, kde rušivý nežádoucí signál není příliš silný a způsobuje rušení až ve druhém zesilovacím stupni nebo televizním přijímači. Toto uspořádání má i některé další výhody. Protože odpadají vedení délky $l = \lambda/4$, lze udělat zesilovač poměrně malý. Na vstupu je pouze jeden odlaďovač a nejsou tam úseky vedení, tudíž jsou i menší ztráty a celek má lepší šumové číslo. Schéma zapojení zesilovače je na obr. 109, deska s plošnými spoji na obr. 110, rozmístění součástek na obr. 111, naměřené údaje na obr. 112 a celkové provedení na fotografii (obr. 113).

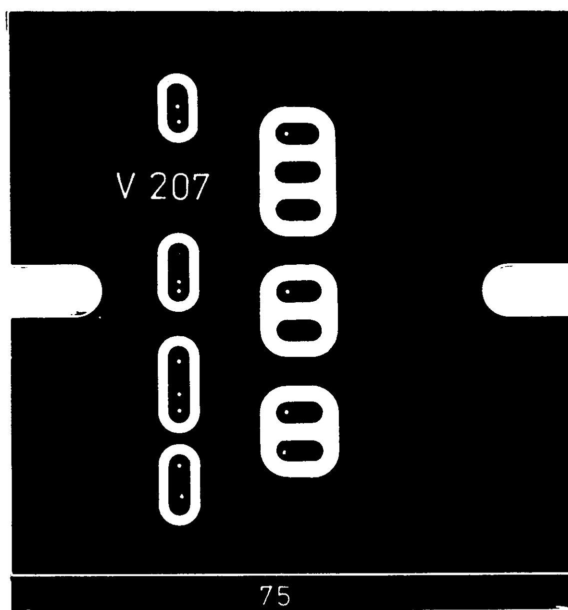


Obr. 107. Charakteristika zesilovače

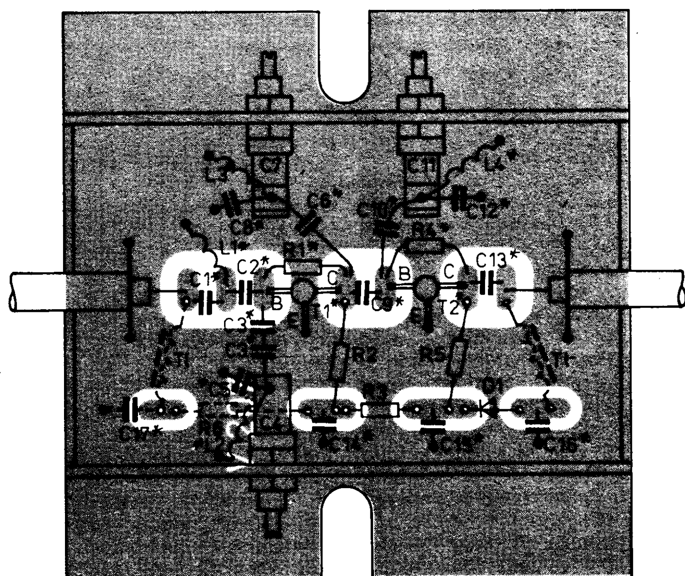
Obr. 108. Pohled na zesilovač s odlaďovačem (4. strana obálky)



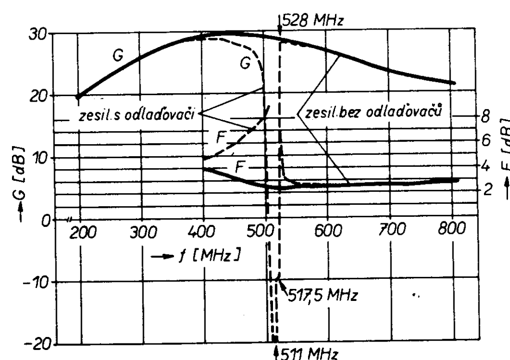
Obr. 109. Schéma zapojení zesilovače s odlaďovači mezi stupni



Obr. 110. Deska s plošnými spoji (V207)



Obr. 111. Rozložení součástek



Obr. 112. Charakteristiky zesilovače

Seznam součástek

Kondenzátory

C_1, C_2	4,7 pF, TK 656
C_3, C'_3	1 pF, TK 656
C_4, C_7, C_{11}	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr
C_6, C_{10}	1 pF, TK 656
C_9	10 pF, TK 754 (755)
C_{13}	100 pF, TK 754 (774)
C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}	680 až 2200 pF, TK 724 (744, 794, 795)
C_5, C_8, C_{12}	2,2 pF, TK 656 (viz text)

Rezistory (TR 151, TR 191)

R_1	100 kΩ, viz text
R_2	1,2 kΩ
R_3	33 Ω
R_4	27 kΩ, viz text
R_5	560 Ω, TR 152 (192)
R_6	22 Ω

Tranzistory a dioda

T_1	BFT66 (BFR90, BFQ69 apod.)
T_2	BFR91 (BFT65 apod.)
D_1	univerzální dioda Si

Cívky

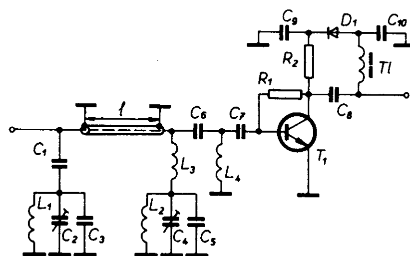
L_1	2 závity drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
L_2, L_3, L_4	2 závity drátu o ∅ 0,8 mm Cu (CuAg) na ∅ 3 mm
Tl	napájecí tlumivka

O rezistorech R_2 a R_5, R_1 a R_4 platí stejná pravidla jako u předchozího zesilovače. Změřené vlastnosti platí pro R_2 = 1,2 kΩ a R_5 = 560 Ω, tj. pracovní bod T_1 = 7 V/8,5 mV (BFT66) a T_2 = 6 V/20 mA (BFR91). Všechny součástky pájíme s co nejkratšími přívody. Celek je sestaven na desce s plošnými spoji a lze jej umístit do čtvercové instalační krabice. Zesilovač je samozřejmě možné použít i bez odlaďovačů. Pokud odlaďovač použijeme, připájíme po obvodu (nebo jen na dvě protilehlé strany s výřezy) bočnice vysoké 15 mm, do nichž vyvrtáme příslušné díry a upevníme do nich skleněné kapacitní trimry. Trimry by bylo možné upevnit i do děr vyvrtaných v desce se spoji, potom by však byl celek příliš vysoký. Bočnice je opět možné zhotovit z kuprextitu, pocínovaného plechu, mosazného (měděného) plechu atd. Vstup a výstup je možné opět vyvést přímo připájeným kabelem, ale i přes konektory nebo průchodky. Celek s bočnicemi je opět možné uzavřít víčkem, ale není to naprosto nutné a občas se stává, že se po zakrytí zesilovač rozkmitá. Potom stačí sejmout víčko a je po kmitání.

Při ladění odlaďovačů se ladí obvod v bázi prvního tranzistoru C_3, C'_3, C_4, C_5, L_2 na nejsilnější rušivý signál, tj. nosnou obrazu. Protože tento obvod je přímo na vstupu zesilovače, je sériová kapacita 0,5 pF (sériové zapojení C_3 + C'_3 = 1 pF), aby obvod měl co nejužší a nejstrmější útlumovou charakteristiku, i když útlum není největší a je okolo −10 dB. Další dva odlaďovače mají již větší sériovou kapacitu (C_6 a C_{10}, 1 pF). Pokud by bylo potřeba, je možné ji zvětšit až na 1,5 pF. Mírně zvětšený útlum nevadí, neboť je zařazen až za první zesilovací stupeň.

Nakonec si uvedeme konstrukci jednoduchého jednostupňového zesilovače s odlaďovačem, který lze umístit do anténní krabice. Schéma zapojení je na obr. 114, deska s plošnými spoji na obr. 115, rozložení součástek na obr. 116 a obr. 117, naměřené údaje na obr. 118 a celkové provedení na obr. 119.

Obr. 113. Pohled na zesilovače (3. str. obálky)



Obr. 114. Schéma zapojení zesilovače s odlaďovači k umístění do anténní krabice

Seznam součástek

Kondenzátory

C_1	1 pF, TK 656
C_2, C_4	0,5 až 4,5 pF, skleněný trimr
C_3, C_5	2,2 pF, TK 656
C_6, C_7	4,7 pF, TK 656 (755)

V 208

59

a)

V 209

59

b)

Obr. 115. Desky s plošnými spoji (V208, V209)

14

59

64

Obr. 116. Rozmístění součástek

Obr. 117. Detail odlaďovače

Obr. 118. Charakteristiky zesilovače z obr. 114

C_8	100 pF, TK 754 (774)
C_9, C_{10}	680 až 2200 pF, TK 724 (744, 795)
Rezistory	
R_1	100 kΩ, TR 151 (191)
R_2	1,2 kΩ (TR 151, 191)
Cívky	
L_1, L_2	2 1/ z drátu o ∅ 0,8 mm Cu (CuAg) na ∅ 3 mm
L_3	6 1/2 závitu drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
L_4	2 závity drátu o ∅ 0,5 mm CuL na ∅ 3 mm
Tranzistor a dioda	
T_1	BFT66 (BFR90, BFQ69 atd.)
D_1	Si univerzální dioda

Zesilovač s odlaďovači sestavíme na desce s plošnými spoji z obr. 115. Zásady pro volbu součástek a konstrukcí platí stejné jako v předešlých případech. Úsek vedení $l = \lambda_g/4$ navrhneme podle dříve uvedených zásad. Použijeme souosý kabel o ∅ 4 mm s impedancí 75 Ω a tuhým dielektrikem PE nebo o ∅ 3 mm s impedancí 50 Ω a teflonovým dielektrikem. Odlaďovače byly použity dva, jeden s kapacitní a druhý s indukční vazbou, aby bylo dosaženo přijatelné strmosti obou hran útlumové charakteristiky. Nic však nebrání tomu, aby při konkrétních aplikacích byly použity odlaďovače pouze s kapacitní nebo indukční vazbou. Zesilovač nejprve nastavíme bez víčka, které slouží především jako ochrana před vlivy povětrnosti. Po jeho připájení (stačí v několika místech) zesilovač instalujeme do anténní krabice a jemně definitivně doladíme.

Na obr. 115b je univerzální deska s plošnými spoji pro širokopásmový jednostupňový zesilovač k vestavění do anténní krabice. Schéma zapojení a rozložení součástek je analogické s obr. 114 a obr. 116.

Na závěr této kapitoly uvedeme postup ladění odlaďovačů bez přístrojového vybavení. Předem však musíme upozornit na to, že tento způsob nemusí vést k nejlepším výsledkům. Často se také stává, že příčina nespokojenosti není ve špatně nastavených odlaďovačích, ale v celkové koncepci rozvodu.

Je-li zesilovač „stejnosměrně" nastaven a jsou-li pečlivě zkontrolovány odlaďovače a všechny spoje, začneme odlaďovač nastavovat. Nejlépe je začít v době, kdy nevysílá vysílač na tom kanálu, který chceme odlaďovat. Připojíme tedy zesilovač mezi nasměrovanou anténu a TV přijímač, připojíme napájení a snažíme se naladit kanál, který chceme přijímat. Je velice nepravděpodobné, že by byly odlaďovače nastaveny právě na něj, ale je to možné. Nezachytíme-li žádaný signál, přeladíme kapacitní trimry a hledáme znovu. Není-li někde chyba, musíme žádaný kanál zachytit. Dále bychom měli vědět, na jakém kmitočtu (kanále) vysílá vysílač, který budeme odlaďovat, je-li to pod nebo nad žádaným kanálem.

Na obrazovce TV přijímače máme obraz přijímaného vysílače. Dost často bývá velice kvalitní. V tom případě na vstup zařadíme vhodný útlumový článek, aby byl v obrazu šum a postupným laděním jednotlivých odlaďovačů se snažíme, aby obraz byl co nejhorší. Pokud je to potřeba, útlumové články postupně opět vyřazujeme. Ladění odlaďovačů je dost ostré, proto postupujeme pomalu a opatrně, případně ladění několikrát opakujeme. Účinek odlaďovačů musí být však markantní jak na obraze, tak i na zvuku.

Jestliže jsme všechny odlaďovače nastavili, víme, že je máme naladěny na žádaný kanál. Dále si počkáme, až začne vysílat vysílač, způsobující rušení. TV přijímač zůstává stále naladěný na žádaný signál!! Začneme znovu nastavovat odlaďovače, tentokrát na tento nežádoucí signál. Je-li jeho kmitočet nižší než kmitočet žádaného kanálu, kapacitu trimrů zvětšujeme (pístky zašroubováváme) a naopak. Pístky všech trimrů nejprve pootočíme (o asi 1/4 otáčky) směrem k rušivému signálu. Je to proto, aby se mohl objevit obraz přijímaného kanálu. Potom postupně ladíme jednotlivé odlaďovače, až rušení úplně zmizí nebo se alespoň znatelně zmenší. Opět postupujeme pomalu a opatrně!! Pokud je to potřeba, používáme na vstupu útlumové články. Jestliže rušení není způsobeno vysílačem, který vysílá na stejném nebo sousedním kanále jako vysílač přijímaný, měly by tyto odlaďovače rušení téměř dokonale potlačit.

Je možné použít i jiné způsoby ladění, ale hlavní zásadou by mělo být, že si nejprve musíme zjistit, na jaký kmitočet jsou odlaďovače naladěny a potom je všechny naladit „k sobě“.

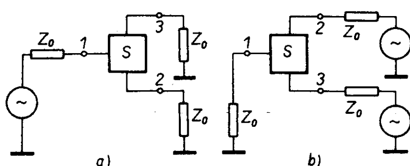
Odlaďovače je možné i kombinovat

Obr. 119. Pohled na zesilovače (4. strana obálky)

nejrůznějšími způsoby. Přitom je velice dobře možné použít v zesilovači i několik odlaďovačů pro signály různých kmitočtů.

6. Širokopásmové slučovací nebo rozbočovací členy

Jednou z možností, jak sloučit nebo rozdělit několik zdrojů nebo zátěží, je použít širokopásmové slučovací členy. Schematicky je takový člen znázorněn na obr. 120 a je označen S.



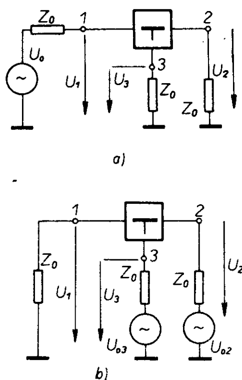
Obr. 120. Schematické znázornění širokopásmového slučovacího nebo rozbočovacího členu

V zásadě rozdělujeme širokopásmové slučovací členy S do dvou skupin. Je-li přenos mezi svorkami *1–3* a *1–2* stejný, pak člen S nazýváme *rozbočovačem* (většinou tzv. hybridní člen), je-li přenos mezi svorkami *1–2* větší než mezi svorkami *1–3* (obecně: jsou-li tyto přenosy různé), pak jej nazýváme *odbočovačem.*

Jak je vidět z obr. 120, lze člen S, ať se jedná o rozbočovač nebo odbočovač, použít nejen ke sloučení, ale i k rozdělení signálů. Dále si vysvětlíme základní parametry charakterizující člen S.

6.1 Odbočovač

Schematicky je na obr. 121. Uvažujme odbočovací člen se stejnou impedancí všech svorek, Z_0 = 75 Ω. Svorky si označíme *1* jako vstupní a *2, 3* jako výstupní. Připojíme-li nyní ke vstupní svorce *1* zdroj



Obr. 121. Odbočovač

signálu U_0 s impedancí Z_0, objeví se na ní napětí U_1, na svorce *2* potom napětí U_2 a na svorce *3* napětí U_3. Svorky *2* a *3* jsou samozřejmě zakončeny impedancemi Z_0 = 75 Ω. Pak můžeme definovat základní parametry, charakterizující odbočovač. Jsou to:

a) průchozí útlum A_p je určen poměrem napětí vstupu *1* k výstupu *2*. Výstup *2* nazýváme hlavní nebo přímý výstup. Znamená to, že průchozí útlum určuje, jak se zmenší napětí na svorce *2* proti vstupnímu napětí na svorce *1*. Udává se obvykle v dB a platí:

$A_p = 20 \log (U_2/U_1)$ [dB] podle obr. 120 (84),

$A_p = 20 \log (U_1/U_2)$ [dB] podle obr. 121 (85).

S ohledem na použití nezáleží na tom, prochází-li signál od svorky *2* ke svorce *1* nebo naopak, tzn., že velikost útlumu A_p podle vztahů (84) a (85) je stejná. V praxi se snažíme, aby útlum A_p byl minimální;

b) vazební (odbočovací) útlum A_v je útlum mezi svorkami *1* a *3* a je vlastně určující veličinou členu S. Různým provedením je jej totiž možné v určitých mezích měnit. Udává buď o kolik je menší signál na svorce *3* proti signálu na svorce *1*, nebo (při slučování) jak se zmenší signál jdoucí ze svorky *3* na svorku *1*. Platí tedy následující vztahy:

$A_v = 20 \log (U_3/U_1)$ [dB] podle obr. 120 (86),

$A_v = 20 \log (U_1/U_3)$ [dB] podle obr. 121 (87).

Opět platí, že velikost útlumu podle vztahů (86) a (87) je stejná;

c) zpětný útlum A_z udává, jaký je útlum mezi svorkami *2* a *3*, tj. jaký útlum stojí v cestě signálu, který „jde zpět“. Podle obr. 121a je dán vztahem:

$A_z = 20 \log (U_{3z}/U_{2z})$ [dB] (88).

Názorně si lze A_z představit, popíšeme-li si způsob jejího měření. Svorky *1* a *3* zakončíme jmenovitými impedancemi Z_0 = 75 Ω a ke svorce *2* připojíme zdroj signálu s výstupní impedancí Z_0 = 75 Ω. Pak na svorce *2* bude napětí U_{2z}. Nyní měříme velikost signálu U_{3z} na svorce *3*, který je způsoben zpětným přenosem. V praxi zpětný přenos určuje, jak se budou navzájem ovlivňovat skutečné zátěže nebo zdroje signálů připojené ke svorkám *2* a *3*. Z tohoto důvodu požadujeme, aby zpětný přenos byl co nejmenší, tedy zpětný útlum A_z co největší.

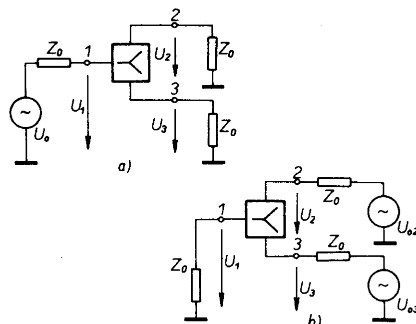
Odbočovač, který je schematicky znázorněn na obr. 121, nazýváme také směrový vazební člen. V ČSSR jej vyrábí k. p. ZVT Banská Bystrica pod označením PZX 11 nebo PAC 11, 15, 20 a 30. U odbočovačů lze vhodným návrhem měnit odbočovací útlum a tím např. vyrovnat úrovně signálů bez použití útlumových článků. Je to patrné u odbočovače typu PAC, který může mít odbočovací útlum (podle provedení) 11, 15, 20 nebo 30 dB.

Při použití odbočovače musí být splněna podmínka, která již byla uvedena dříve. Znovu ji však musíme zdůraznit: Aby platily výše uvedené vlastnosti odbočovacích členů, je třeba, aby svorky *1* a *2* byly zakončeny v celém používaném kmitočtovém pásmu současně jmenovitou impedancí Z_0 = 75 Ω. Platí to i o svorce *3*, ale ta již není tak citlivá na velikost zatěžovací impedance. Lze říci, že čím větší je odbočovací útlum, tím je tato citlivost menší. V praxi se s odbočovacími členy setkáváme nejčastěji v účastnických zásuvkách domovních rozvodů. Zde jsou použity tak, že ke vstupní svorce *1* je připojen kabel od předchozí zásuvky, k výstupní svorce *2* je připojena přes kabel zásuvka u dalšího účastníka. Svorka *3* je připojena ke konektoru na zásuvce. Jak je známo, vlastnosti rozvodu se téměř nemění (a ani nesmí měnit), ať je účastník ke svorce *3* připojen, nebo není (změna impedance na svorce *3*).

Odbočovače rozeznáváme v podstatě dvojího provedení: *směrový vazební člen z úseků vedení* a *směrový transformátorový vazební člen.* První typ byl popsán např. v [5], [6]. Druhý typ, který je v amatérských podmínkách nejlépe realizovatelný, bude popsán na závěr této kapitoly.

6.2 Rozbočovač (tzv. hybridní člen)

Schematicky je znázorněn širokopásmový slučovací nebo rozbočovací člen, nazývaný rozbočovač, na obr. 122.



Obr. 122. Rozbočovač (hybridní člen)

Uvažujme rozbočovací člen s impedancí všech svorek Z_0 = 75 Ω. Svorky si označíme *1* jako vstupní a *2* a *3* jako výstupní. Připojíme-li nyní ke svorce *1* zdroj signálu U_0 o impedanci Z_0 = 75 Ω, objeví se na ní napětí U_1, na výstupní svorce *2* napětí U_2 a na výstupní svorce *3* napětí U_3. Svorky *2* a *3* jsou zakončeny impedancemi Z_0 = 75 Ω. Pak si opět můžeme definovat základní parametry rozbočovače. Tyto parametry jsou samozřejmě nezávislé na tom, je-li rozbočovač zapojen podle obr. 122a, tj. slouží-li k rozdělení jednoho signálu do dvou větví, nebo podle obr. 122b ke sloučení dvou signálů do jedné společné větve:

a) rozbočovací útlum A_r

$A_r = 20 \log (U_2/U_1) = 20 \log (U_3/U_1)$ [dB] (89).

Stejnou velikost by měl i útlum mezi svorkami *2–1* a *3–1* (při zapojení podle obr. 122b), nazývaný také slučovací. Teoreticky lze dosáhnout A_r = −3 dB, prakticky však musíme počítat s A_r = −3,5 až −4,5 dB i při pečlivém provedení rozbočovače;

b) oddělovací útlum A_{od} určuje, jak velkým útlumem jsou vzájemně odděleny zátěže (podle obr. 122a) nebo zdroje (podle obr. 122b), připojené do bodů *2* a *3*. Názorně si lze tuto veličinu představit, popíšeme-li si způsob jejího měření. Svorku *1* zatížíme impedancí Z_0 = 75 Ω. Ke svorce *2* připojíme zdroj signálu s impedancí Z_0 = 75 Ω a na ní se objeví napětí U_2. Na svorce *3* potom měříme napětí U_3. Oddělovací útlum

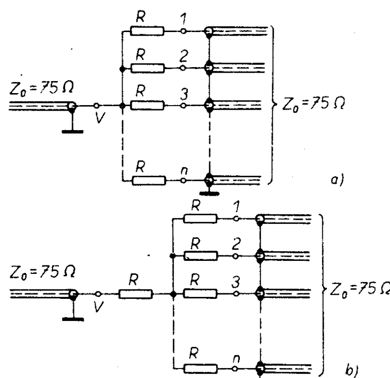
$A_{od} = 20 \log (U_3/U_2)$ [dB] (90).

Rozbočovač s těmito parametry se v ČSSR vyrábí v k. p. ZVT Banská Bystrica pod označením PBC 21. Při použití rozbo-

čovače platí podmínka, o které jsme hovořili výše. Aby platily uvedené parametry a vlastnosti, musí být všechny svorky rozbočovače (*1, 2* a *3*) zakončeny v celém používaném kmitočtovém pásmu (nebo na všech používaných kmitočtech) jmenovitou impedancí. Z toho je vidět, že jej lze použít ke slučování např. širokopásmových antén, zesilovačů se širokopásmovým výstupem atd. Nevhodné je jeho použití při slučování kanálových zesilovačů s laděným výstupem, kanálových antén pro vzdálenější kanály apod.

6.3 Odporový rozbočovač

Posledním druhem slučovače (rozbočovače), o kterém se zde chceme zmínit, je odporový rozbočovač (slučovač). Jeho použití je vhodné zejména v místech s většími úrovněmi signálu, tedy zejména k rozbočení signálu na výstupu zesilovače k několika přijímačům nebo účastníkům apod. Jeho výhodou je zejména jednoduchost, nevýhodou menší energetická účinnost proti odbočovačům nebo hybridním rozbočovačům. Obvykle se používají dva typy odporových rozbočovačů, a to podle obr. 123a a 123b.



Obr. 123. Odporový rozbočovač

Musí platit, že impedance každé svorky V_1 až V_n musí být rovna charakteristické impedanci připojeného kabelu Z_0, pokud všechny zbylé svorky jsou zakončeny také impedancí Z_0. Pro obr. 123a platí následující vztah:

$$R = Z_0 (n - 1) \quad [\Omega; \Omega, -] \qquad (91)$$

a pro obr. 123b platí:

$$R = Z_0 \frac{n-1}{n+1} \quad [\Omega; \Omega, -] \qquad (92),$$

kde n je počet rozbočení (= počet výstupních větví).

Uvedeme si jednoduchý příklad pro $Z_0 = 75\ \Omega$ a tři rozbočení, tj. $n = 3$. Potom pro obr. 123a vychází podle (91) $R = 75(3-1) = 150\ \Omega$, a pro obr. 123b podle vztahu (92)

$$R = 75 \frac{3-1}{3+1} = 37{,}5\ \Omega.$$

Útlum v dB je vyjádřen následujícími vztahy. Podle obr. 123a platí

$$A_n = 20 \log \frac{Z_0}{R + Z_0} \qquad (93)$$

a podle obr. 123b platí:

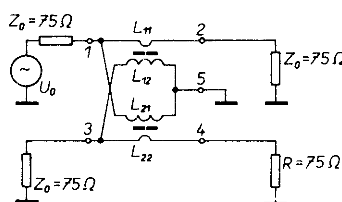
$$A_n = 20 \log \left(\frac{Z_0}{R + Z_0} \right)^2 \qquad (94).$$

Dosadíme-li nyní do těchto vztahů údaje z předchozího příkladu, dostaneme útlum pro příklad podle obr. 123a $A = -9{,}5$ dB a podle obr. 123b $A = -7$ dB. Jak je z tohoto příkladu vidět, je zapojení podle obr. 123b energeticky výhodnější, proto se mu obvykle dává přednost. Výše uvedené vztahy platí pro zakončení všech svorek na všech použitých kmitočtech jmenovitou impedancí Z_0, jinak se poměry na odporovém rozbočovači nemění. Také oddělovací útlum mezi výstupními svorkami 1 až n navzájem není tak velký, jako u odbočovačů nebo hybridních rozbočovačů. Pro méně náročné aplikace však tato jednoduchá forma rozbočení nebo sloučení signálu dosti často vyhovuje.

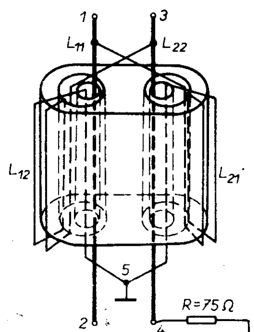
6.4 Praktické provedení odbočovače

Byl realizován transformátorový směrový vazební člen. Tento člen používá dva vf transformátory, zapojené tak, aby se při cestě signálu v jednom směru dílčí složky proudů a napětí na zátěžích sčítaly, pro signály přicházející opačným směrem vzájemně rušily. Důležité je, aby tyto transformátory byly dokonale shodné. Musí mít shodný amplitudový přenos i fázové poměry v daném kmitočtovém pásmu. Pokud jsou tyto požadavky splněny, pak je vazební útlum určen převodem těchto transformátorů.

Prakticky byly realizovány tyto členy na dvojděrovém feritovém jádru o délce 8 mm, používaném pro symetrizační členy. Tato jádra jsou z hmoty N1 a jsou použitelná v kmitočtovém pásmu od I. TV pásma až do V. TV pásma, tj. od asi 40 do 800 MHz. Při použití pouze ve IV. a V. TV pásmu byl člen realizován na jádru z organického skla o stejných rozměrech jako má jádro feritové. Schematické znázornění je na obr. 124, praktické provedení na obr. 125.

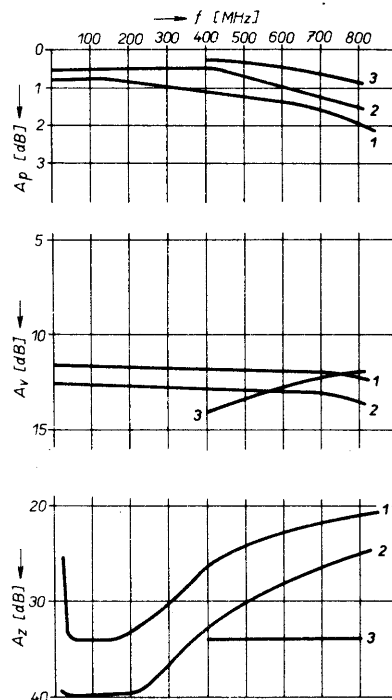


Obr. 124. Schematické znázornění odbočovače



Obr. 125. Praktické provedení odbočovače

Všechny cívky jsou navinuty měděným drátem o ∅ asi 0,25 mm CuL. Vinutí L_{11} a L_{22} tvoří vlastně pouze rovný drát, provlečený v tenké bužírce (nejlépe silikonové) o vnitřním ∅ asi 1 mm. Spolu s vinutím L_{11} a L_{22} jsou v bužírkách i první poloviny závitu vinutí L_{12} a L_{21} toho konce těchto cívek, který je uzemněn. Zbylé závity L_{12} a L_{21} jsou již navinuty na feritové jádro nebo jádro z organického skla. Počet závitů L_{12} a L_{21} určuje velikost vazebního útlumu. Pro $L_{12} = L_{21} = 2$ závity platí křivka *1* (tj. menší vazební útlum), pro $L_{12} = L_{21} = 3$ závity platí křivka *2* (tj. větší vazební útlum) na obr. 126. Křivka *3* znázorňuje



Obr. 126. Průběhy útlumu odbočovače

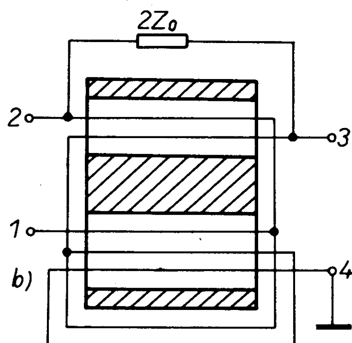
průběhy útlumů odbočovače na jádře z organického skla pro $L_{12} = L_{21} = 2$ závity. Jak je vidět, odbočovač na feritovém jádře má větší průchozí útlum a jeho zpětný útlum se zmenšuje v oblasti IV. a V. televizního pásma. Je to způsobeno zvětšujícími se ztrátami ve feritu. Proto je lepší použít pro toto kmitočtové pásmo kostru z materiálu, který má malé ztráty. Výhodné je z hlediska dostupnosti a ceny organické sklo, ale lze použít i teflon, silon, novodur apod.

Při pečlivém provedení, zejména při pečlivém vinutí a minimální délce přívodů ke všem svorkám, dosáhneme ČSV ≦ 1,5, což pro většinu běžných aplikací plně vyhovuje.

6.5 Praktické provedení hybridního rozbočovače

Hybridní rozbočovač má tu výhodu, že sloučí dva zdroje signálu o impedanci Z_0 na jedné zátěži, nebo rozbočí jeden zdroj signálu na dvě zátěže, aniž by se znatelně ovlivňovaly. Přitom mohou mít tyto zdroje nejen různý kmitočet, ale, v mezním případě, i kmitočet stejný. V základním provedení slučuje (nebo rozbočuje) dva zdroje signálu o impedanci Z_0 na jedné zatěžovací impedanci $Z_0/2$. Zařazením vhodného transformátoru se zatěžovací impedance $Z_0/2$ převede zpět na Z_0. Schematicky je celý hybridní rozbočovač s transformátorem na obr. 127a a způsob vinutí na obr. 127b.

Pro nižší kmitočty a menší šířku přenášeného pásma lze hybridní rozbočovač realizovat vinutými cívkami z izolovaného měděného drátu na dvouděrovém ferito-



Obr. 127. Schematické znázornění rozbočovače

vém jádře o délce 12 mm pro symetrizační členy. Chceme-li mít tento člen pro celé rozhlasové a televizní kmitočtové pásmo, tj. od asi 40 do 800 MHz, je k vinutí třeba použít mosazný nebo měděný pásek o šířce 3 mm a tloušťce 0,4 mm. Jako izolace mezi závity je nejvhodnější teflon o tloušťce 0,5 mm, který také dobře snáší teplotu páječky při montáži hybridního členu. Bylo by však možné použít i jiný vhodný izolační materiál při zmenšených nárocích na parametry rozbočovače.

Výkresy jednotlivých dílů jsou na obr. 128. K sestavení hybridního členu je zapotřebí po jednom kusu dílu podle obr. 128a, b, c a 2 kusy dílu podle obr. 128d. Způsob sestavení je na obr. 129 a 130. Nejprve si opatrně upravíme díl podle obr. 128a tak, aby měl tvar podle obr. 129a a 130a. Potom lehce ocínujeme vyšrafované plochy jednotlivých dílů podle obr. 129. Vrstva cínu musí být tenká, aby při sestavování cín nepřetekl na sousední díly.

Potom začneme díly sestavovat. Do dvouděrového feritového jádra délky 12 mm (hmota N1) vsuneme díl z obr. 128a podle obr. 130a a pod něj vsuneme díl z obr. 128b podle obr. 130b. Vyšrafované ocínované plochy spájíme tak, že je nahřejeme páječkou a opatrně kleštěmi stiskneme. Získáme tak dílčí sestavu podle obr. 130c. Pod takto spájené díly zasuneme díl z obr. 128c podle obr. 130d. Vyšrafované plochy opět spájíme, tj. nyní pájíme díl z obr. 128b a 128c. Mezi spájené

Obr. 129. Cínování jednotlivých dílů

Obr. 130. Postup při sestavě rozbočovače

Obr. 131. Celková sestava rozbočovače

díly podle obr. 128a a 128b a díly z obr. 128b a 128c vložíme izolační vložky podle obr. 128d. Poloha těchto vložek je patrná i z celkové sestavy na obr. 131. Nakonec připájíme mezi svorky *2* a *3* (viz obr. 131) člen 2*Z*, což je sériově spojený rezistor 150 Ω s kondenzátorem 22 pF až 68 pF. Svorku *4* můžeme spojit se zemí přímo nebo přes kondenzátor s kapacitou asi 1 nF, což je výhodné při napájení zesilovačů přes spojovací kabely.

Parametry hybridního členu

A_r = −3,5 až −4,2 dB	v I. a III. TV pásmu,
A_r = −4 až −4,5 dB	ve IV. a V. TV pásmu,
A_{od} ≧ 20 dB	v I. až V. TV pásmu,
ČSV ≦ 1,5	v I. až V. TV pásmu na všech svorkách.

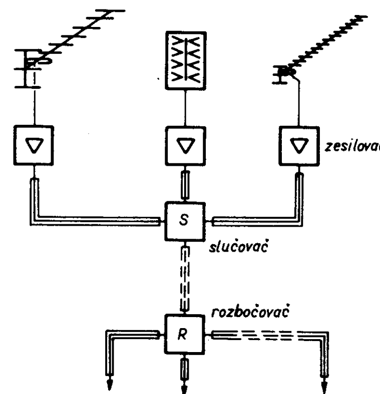
7. Koncepce rozvodu televizních a rozhlasových signálů

7.1 Základní problémy rozvodu

Z hlediska příjmu rozhlasových a televizních signálů lze říci, že každé místo příjmu má svoji specifiku, danou polohou, okolním terénem, zástavbou a intenzitami pole přijímaných a nežádoucích signálů. Proto je třeba navrhovat příjem a rozvod signálů individuálně. Dále si je třeba uvědomit, že při dálkovém příjmu (vysílač je značně vzdálen od místa příjmu) obvykle kolísá velikost signálu v závislosti na denní a roční době, na meteorologických podmínkách atd. Toto kolísání závisí nejen na meteorologických podmínkách v místě příjmu, ale i na celé trase šíření přijímaného signálu. I v průběhu jednoho dne se může signál měnit až o 10 dB, někdy i více. Proto je třeba při dálkovém příjmu počítat s tím, že se někdy může signál zmenšit pod použitelnou mez.

Jak již bylo uvedeno, je třeba přistupovat k návrhu rozvodu a volbě typů zesilovačů z několika hledisek. U zesilovačů musíme určit především
1. potřebný zisk,
2. kolísání zisku v uvažovaném kmitočtovém pásmu,
3. šumové číslo,
4. linearitu,
5. impedanční přizpůsobení.

Při návrhu rozvodu musíme opět vycházet z několika hledisek, která určují jeho koncepci a z toho vyplývající použití různých dílů rozvodu. Nejprve si rozvod znázorníme schematicky (obr. 132). Jak je



Obr. 132. Schematické znázornění rozvodu

vidět, skládá se v principu z určitého počtu zesilovačů, dílu, který nazveme slučovač S, a pokud budeme chtít zásobovat signálem několik přípojných míst, pak ještě přibude obvod, který nazveme rozbočovač R. Přípojnými místy rozumíme nejen různé účastníky, ale i místa, do nichž chceme přivést signál v rodinném domku, v bytě, na chalupě atd. Znovu podotýkám, že uvedené schéma rozvodu je pouze principiální a slouží k objasnění některých pojmů. Proto např. u každé antény nemusí být zesilovač, v rozvodu může být i několik slučovačů, rozbočovač vůbec nemusí v rozvodu být atd.

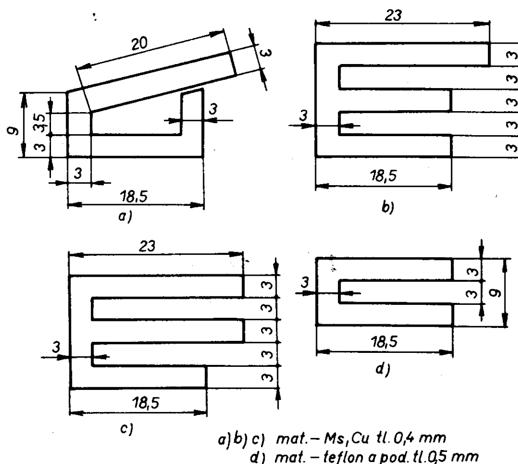
Před návrhem rozvodu bychom měli předem zjistit:

a) které vysílače chceme přijímat a jak velký je signál těchto vysílačů v místě příjmu,

b) v jakém směru (v jakých směrech) leží tyto vysílače,

c) jsou-li v našem místě vysílače, které by mohly rušit vysílače, které chceme přijímat,

d) pokud jsou, jak je silný jejich signál v místě příjmu, v jaké jsou pozici vůči požadovaným signálům a jaký mají vůči nim kmitočtový odstup,



Obr. 128. Jednotlivé díly rozbočovače

e) kolik přípojných míst budeme zásobovat a jaký je útlum v rozvodu k nejvzdálenějšímu místu. Nejvzdálenějším místem se nemusí rozumět jen nejvíce vzdálené místo, ale místo s největším útlumem v rozvodu,

f) jak velký jsme schopni postavit stožár, tj. kolik jsme schopni na něm umístit antén. Zde je nutno upozornit, že stožár by měl vyhovovat bezpečnostním předpisům před účinky blesku a splňovat určité mechanické vlastnosti. O podcenění těchto požadavků svědčí zlomené a ohnuté anténní stožáry na střechách domů.

Na základě odpovědí na výše uvedené otázky zvolíme koncepci rozvodu. Obvykle máme možnost vybrat si z několika variant, které všechny splňují naše požadavky. Zde již záleží na našem uvážení a obvykle při rozhodování uvažujeme i hlediska jako je cena a dostupnost některých součástek a materiálů, možnost zhotovení a případného přesného nastavení určitých dílů rozvodu, pracnost atd. V dalším textu si naznačíme některé základní sestavy rozvodu a možné odchylky.

7.2 Slabé signály z jednoho směru

Nejjednodušší je, přijímáme-li jeden nebo několik přibližně stejně silných signálů z jednoho směru, přičemž ani jeden není tak silný, aby způsobil vznik křížové modulace nebo intermodulace na výstupu posledního zesilovače. Jako nejvýhodnější pak volíme širokopásmový předzesilovač (popř. i další širokopásmový zesilovač). Zisk (a tím i počet zesilovacích stupňů) je dán celkovým útlumem rozvodu, požadovaným signálem na vstupu TV nebo rozhlasového přijímače a velikostí signálu na svorkách antény. Blokové schéma je na obr. 132.

Jak již bylo uvedeno, je rozvod charakterizován mimo jiné ziskem a šumovým číslem předzesilovačů, útlumem kabelů, útlumem v dalších dílech (symetrizační členy, slučovače, rozbočovače atd.) a požadovanou velikostí signálu na vstupu přijímače a tím i odstupem signál/šum. Odstup signál/šum charakterizuje kvalitu obrazu TV přijímače, popř. nf signálu rozhlasového přijímače.

Při výpočtu odstupu signál/šum vyjdeme ze vztahu (40) pro výpočet šumového napětí:

$$U_{šum} = \sqrt{F k \Theta \, \Delta f R}.$$

Tak např. šumové napětí odporu 75 Ω při 20 °C a Δf = 6 MHz je:

$$U_{šum} = 1.1,37.10^{-23}.293.6.10^{6}.75 =$$
$$= 1,32.10^{-6}\,\mathrm{V} = 1,32\,\mu\mathrm{V}.$$

Anténa je vlastně komplexní impedance, jejíž reálná část (tj. odpor) tvoří zdroj šumového napětí podle výše uvedeného vztahu. Jak je vidět, šumové napětí na odporu se zmenšuje se snižující se teplotou, zmenšující se šířkou pásma a zmenšujícím se vstupním odporem. V tomto vztahu jsou naznačeny cesty, jak by bylo možné šumové napětí zmenšovat. V praxi je v podstatě možné zmenšovat pouze přenášenou šířku pásma a to vlastně jen u „černobílých" přijímačů TV a monofonních přijímačů rozhlasového vysílání.

Ze vztahu (40) vycházíme i při sestrojování křivek signálového napětí na svorkách antény pro daný odstup signál/šum (což je poměr šumového a signálového napětí) pro danou impedanci, šířku pásma a teplotu (viz obr. 134).

Jak je vidět z obrázku, musí být na vstupu vstupního zesilovače se šumovým číslem F = 2 dB (což je špičkový zesilovač) pro vcelku dobrý obraz s mírným šumem signál asi 60 μV, při zesilovači s šumovým číslem F = 5 dB (průměrný zesilovač) však již asi 80 μV. Pro příjem barevného vysílání je však třeba počítat s většími odstupy signál/šum a tudíž i většími napětími na vstupu zesilovače.

Dále si vysvětlíme pojem celkového šumového čísla. Máme-li kaskádu zesilovačů podle obr. 135, pak celkové šumové číslo je

$$F_{celk} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \ldots \quad (96)$$

Ze vztahu (96) je vidět, že celkové šumové číslo je dáno především šumovým číslem prvního zesilovače. Šumová čísla ostatních zesilovačů se uplatní tím méně, čím větší je zisk předcházejícího zesilovače. Je tedy zřejmé, že jako první by měl být použit zesilovač s nejmenším šumovým číslem.

Vraťme se nyní k obr. 133, na němž je znázorněna konfigurace televizního nebo rozhlasového rozvodu a na základě vztahu (96) můžeme psát:

$$F_{celk} = \frac{1}{A_1} + \frac{F_1 - 1}{A_1} + \frac{F_2 - 1}{A_1 A_2 G_1} \quad (97),$$

kde A_1, A_2 jsou útlumy spojovacích kabelů (poměrná hodnota <1),
F_1, F_2 šumová čísla zesilovačů,
G_1 zisk prvního zesilovače.

Zamyslíme-li se nad vztahem (97), vidíme, že minimálního F_{celk} dosáhneme za předpokladu, že $A_1 = A_2 = 1$, tj. když je útlum kabelu nulový. Pak:

$$F_{celk} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (98),$$

což je vlastně známý vztah (96). Je-li např. $A_1 = 1, A_2 < 1$, což značí, že první zesilovač je přímo u antény, tj. není použit první spojovací kabel, pak:

$$F_{celk} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_2 G_1} \quad (99),$$

dále, je-li $A_1 < 1, A_2 = 1$, tj. nejsou-li první a druhý zesilovač spojeny kabelem, pak

$$F_{celk} = \frac{1}{A_1} + \frac{F_1 - 1}{A_1} + \frac{F_2 - 1}{A_1 G_1} \quad (100).$$

Ze vztahů (98), (99), (100) vyplývá, že nejpříznivější případ nastává podle vztahu (98), tj. nejsou-li použity žádné spojovací kabely. Tento případ je však v praxi nereálný, neboť si lze těžko představit, že by televizní nebo rozhlasový přijímač se zesilovačem byly přímo u antény nebo naopak. Reálné jsou pouze případy podle vztahů (99) a (100). Lze matematicky dokázat, že příznivější případ je podle vztahu (99), tzn. je-li první zesilovač přímo u antény a spojovací kabel za ním, oproti případu podle (100), kdy je nejprve mezi anténou a zesilovačem kabel a zesilovače jsou spojeny přímo k sobě. Ukažme si to na příkladu. Mějme např. dva zesilovače, první má parametry $F_1 = 2k\Theta$ (tj. F_{p1} = 3 dB), $G_1 = 10$ (tj. G_{p1} = 10 dB, G_{U1} = 20 dB), druhý má parametry $F_2 = 4k\Theta$ (tj. F_{p2} = 6 dB), $G_2 = 10$ (tj. G_{p2} = 10 dB, G_{U2} = 20 dB).

a) Podle (98)

$$F_{celk} = 2 + \frac{4+1}{10} = 2{,}3\,k\Theta, \text{ tj. } F_U = 3{,}6\text{ dB};$$

b) $A_2 = 0{,}5$ (A_{p2} = −3 dB, tj. A_{U2} = −6 dB), tj. např. asi 30 m kabelu v televizním pásmu UHF, $A_1 = 1$.

Podle (99)

$$F_{celk} = 2 + \frac{4-1}{0{,}5.10} = 2{,}6\,k\Theta, \text{ tj. } F_U = 4{,}15\text{ dB};$$

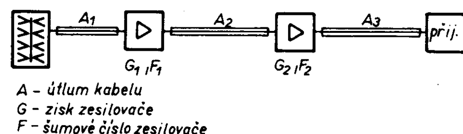
c) $A_1 = 0{,}5, A_2 = 1$

Podle (100)

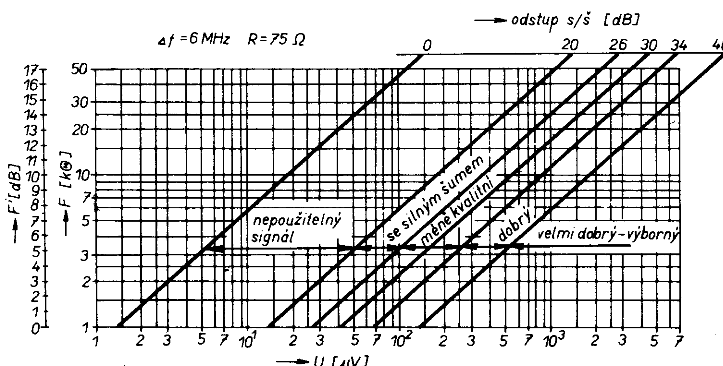
$$F_{celk} = \frac{1}{0{,}5} + \frac{2-1}{0{,}5} + \frac{4-1}{0{,}5.10} = 4{,}6\,k\Theta, \text{ tj. } F_U = 6{,}65\text{ dB}.$$

Porovnáním příkladů a, b, c zjistíme, že se šumové číslo zvětšilo z 2 $k\Theta$, tj. 3 dB samotného prvního zesilovače na 2,3 $k\Theta$, tj. 3,6 dB podle příkladu a), tj. o 0,6 dB. Podle příkladu b) to bylo již o 1,15 dB a u příkladu c) dokonce o 3,65 dB. Graficky je závislost celkového šumového čísla na šumových číslech jednotlivých stupňů na obr. 24.

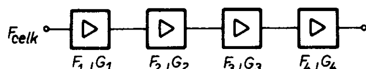
Z uvedených příkladů je jasně vidět, že *mezi zesilovačem a zdrojem signálu by neměl být žádný útlum,* který je zdrojem přídavného šumu, jenž se přičítá k celkovému šumovému číslu. Dále je patrné, že *celkové šumové číslo je přímo úměrné zisku prvního zesilovacího stupně,* který by měl být co největší, aby se co nejméně uplatnila šumová čísla následujících stupňů. Při této příležitosti je se třeba opět zmínit o odolnosti proti intermodulacím a křížové modulaci. Otázky odolnosti byly probrány v článku 1.6 jako jedna z vlast-



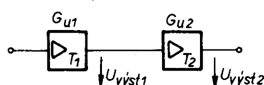
Obr. 133. Schéma k výpočtu šumového čísla



Obr. 134. Vstupní napětí v závislosti na šumovém čísle a odstupu signál/šum



Obr. 135. Náhradní schéma k výpočtu F_{celk}



Obr. 136. Schéma dvoustupňového zesilovače k výpočtu odolnosti proti rušení

nosti charakterizujících tranzistorový zesilovací stupeň. Tato vlastnost charakterizuje i celou soustavu anténa–zesilovač–přijímač podle obr. 133.

V praxi se nejčastěji při příjmu televizních vysílačů v pásmu UHF používají dvou nebo třístupňové zesilovače. Dvoustupňové zesilovače poskytují zisk 20 až 30 dB přes celé IV. a V. TV pásmo, což obvykle stačí krýt ztráty ve svodu a ještě stačí ke zvětšení signálu na vstupu TV přijímače na takovou úroveň, aby se již nepříznivě neuplatnilo jeho vlastní šumové číslo a prahová citlivost. To znamená, že televizní přijímač musí dostat na vstupní svorky tak velké napětí, při němž je jeho vlastní odstup signál/šum pokud možno stejný nebo lepší než odstup signál/šum daný soustavou anténa–zesilovač–rozvod. Dále je třeba, aby vstupní signál televizního přijímače byl tak velký, aby již začalo pracovat jeho AVC.

Podíváme-li se na intermodulační charakteristiky běžných bipolárních tranzistorů (viz obr. 20) vidíme, že v oblasti intermodulačních odstupů −40 dB (což je odstup, který již na skutečném obraze není téměř patrný) znamená zmenšení vstupního signálu o 4 až 5 dB zlepšení intermodulačního odstupu asi o −10 dB. Ve většině případů nebývá na vstupu zesilovače tak velký signál, aby vzniklo rušení intermodulacemi a křížovou modulací již na prvním tranzistoru. Pokud použijeme dobrý bipolární tranzistor s kompromisně nastaveným pracovním bodem (nejen z hlediska šumu, ale i z hlediska intermodulací), pak takový tranzistor dodá výstupní napětí >100 mV při odstupech $IM_3 > -40$ dB. Nejvíce náchylný tedy bývá druhý, popř. třetí stupeň zesilovače.

Uveďme si jednoduchý příklad. Mějme dvoustupňový zesilovač podle obr. 136. První stupeň je osazen tranzistorem BFT66 s pracovním bodem $U_{CE} = 10$ V, $I_C = 10$ mA. Jeho zisk na $f = 500$ MHz je $G_{U1} = 12$ dB (zesílení 4) a z obr. 20 přečteme pro odstup $IM_3 = -45$ dB výstupní napětí $U_{výst} \doteq -4$ dBm $\doteq 135$ mV. Druhý stupeň je osazen tranzistorem BFR91 s pracovním bodem $U_{CE} = 5$ V, $I_C = 25$ mA. Jeho zisk na $f = 500$ MHz je $G_{U2} \doteq 14$ dB (zesílení asi 5) a z obr. 20 přečteme pro odstup $IM_3 \doteq -45$ dB výstupní napětí $U_{výst} \doteq +3$ dBm $\doteq 310$ mV. Přivedeme-li nyní na vstup prvního tranzistoru takový signál o $f = 500$ MHz, že na jeho výstupu má úroveň $U_{výst\,1} = -4$ dBm, pak na výstupu druhého tranzistoru je úroveň tohoto signálu $U_{výst\,2} = U_{výst\,1} + G_{U2} = -4$ dBm + 14 dB = +10 dBm = =700 mV, tudíž odstup podle obr. 20 je $IM_3 = -28$ dB a tranzistor je přebuzen. Proto musíme zmenšit napětí buď na vstupu prvního nebo lépe druhého tranzistoru. V tomto našem případě $G'_{U2} = U'_{výst\,2} - U_{výst\,2} = +10$ dBm − 3 dBm = 7 dB, což je maximální možný zisk druhého zesilovacího stupně (aniž by byl přebuzen). Proto musíme utlumit signál mezi stupni o $A = g_{U2} - G'_{U2} = 14$ dB = 7 dB. Tento útlum můžeme realizovat několika způsoby, např. útlumovým článkem, odlaďovačem nežádoucího signálu (viz kap. 5) nebo rozdělením zesilovače a vložením kabelu o potřebném útlumu, přičemž k útlumu kabelu je třeba připočítat útlumy odrazem na výstupu prvního a vstupu druhého stupně.

Tímto jednoduchým příkladem jsme chtěli ukázat, že velice často bývá výhodné umístit přímo na svorky antény jednostupňový zesilovač, který je spojen relativně krátkým kabelem s dalším zesilovačem. Většinou se v praxi tato kombinace osvědčí lépe než dvoustupňový zesilovač umístěný poblíž antény. Dvoustupňový zesilovač má obvykle totiž takové rozměry, že se do anténní krabice nevejde. Příklad umístění jednostupňového zesilovače do anténní krabice bude uveden v další části.

7.3 Slabé a silné signály z jednoho směru

Přijímáme-li několik signálů z jednoho směru, přičemž jeden (nebo několik) signál je tak silný, že působí vznik intermodulace, křížové modulace, nebo obou současně, jde o složitější případ. Jedno z řešení a podle našeho názoru řešení nejjednodušší, je použít odlaďovač rušivých signálů. Odlaďovač rušivých signálů (dále jen odlaďovač) zmenší úroveň nežádoucích signálů tak, aby nezpůsobily vznik intermodulace a křížové modulace a současně co nejméně tlumí požadované signály. Nejprve je třeba zjistit, ve kterém stupni zesilovače rušení vzniká. Jak bylo uvedeno, bývá to obvykle ve druhém, popř. třetím stupni. Popíšeme si nejprve metodu, jak si tento fakt ověřit. Nejlépe je začít zkoušky se samotným televizním přijímačem a anténou. Televizní přijímač je nejlépe použít přenosný s dobrou citlivostí. Z antén na našem trhu je nejlepší TVa/21-60 z Kovopodniku Plzeň (tzv. „síto" nebo „matrace"), nebo KC-91-BL, popř. KC-47-BL z Kovoplastu Chlumec (tzv. „X-kolorka"). Anténu propojíme co nejkratším svodem (max. několik metrů) s televizním přijímačem a pokusíme se zachytit žádaný signál. Nepodaří-li se to a jsou-li v okolí žádaného signálu signály silných vysílačů, zkusíme to v době, kdy tyto silné vysílače nevysílají. Je to např. v době přestávek ve vysílání, večer po skončení vysílání apod. Pak již bychom měli žádaný signál zachytit, byť třeba téměř na hranici šumu. Pokud jej ani potom nezachytíme a máme ověřeno, že TV přijímač je dobrý, lze téměř s jistotou říci, že nám žádný zesilovač nepomůže tak, abychom měli alespoň trochu přijatelný obraz.

Jiná situace nastane, pokud žádaný signál zachytíme. Necháme jej tedy na TV přijímači naladěný a počkáme, až začnou vysílat vysílače se silnými signály v místě našeho příjmu. Pokud je žádaný signál vidět, máme ověřeno, že intermodulace nevznikají v samotném TV přijímači. Velice často však nastane opačný případ a pak je použití odlaďovače nezbytné.

Dále ověříme vlastnosti zesilovače. Nejlépe je začít zkoušky s jednostupňovým zesilovačem, který připojíme mezi anténu a TV přijímač. Ve většině případů zjistíme, že se znatelně zlepšil signál a intermodulace ani křížová modulace se neobjeví. Opačný případ si popíšeme na závěr této kapitoly. Pokud je tedy všechno v pořádku, připojíme za první zesilovač druhý. Oba zesilovače musí být samozřejmě osazeny tranzistory, které jsou vhodné pro požadované kmitočtové pásmo a danou pozici v zesilovači. Po spojení obou zesilovačů zjistíme, že se na žádaném signálu objevilo rušení nebo že dokonce úplně zmizel, tj. došlo ke vzniku intermodulace nebo křížové modulace. V tomto případě zapojíme mezi zesilovací stupně proměnný útlumový článek nebo postupně zapojujeme pevné útlumové články až zjistíme, při jakém útlumu mezi zesilovači se rušení zmenší natolik, že již na obrazovce neruší. Takto zjistíme, o kolik musíme odlaďovačem zeslabit rušivý signál.

Nyní zbývá zjistit, který (popř. které) signály ruší. Je to pracné a zdlouhavé. V amatérských podmínkách, pokud nemáme možnost měřit intenzitu pole, to lze zjistit např. tak, že čekáme až na konec vysílání, kdy se vypínají vysílače. Obvykle se totiž nevypnou všechny najednou a my musíme zjistit, který vysílač byl právě vypnut, když zmizel signál, který způsobuje rušení. U několika rušivých signálů je to samozřejmě velmi obtížné.

Další způsob spočívá v jednoduchém měření síly pole pomocí AVC televizního přijímače. Tento způsob byl již v literatuře popsán, ale stručně si jej zopakujeme. Princip spočívá v tom, že voltmetrem s dostatečně velkým vstupním odporem měříme napětí v bodě AVC televizního přijímače. Silné signály obvykle způsobí úplné „zavření" smyčky AVC. Proto musíme na vstup přijímače zařazovat různé útlumové články, obvykle dosti velké tak, abychom měřili neustále v lineární části charakteristiky AVC přijímače. Takto musíme zjistit alespoň relativní úroveň všech silných signálů v celém přijímaném pásmu. Nejsilnější signál (výjimečně signály) obvykle způsobuje rušení, nejedná-li se samozřejmě o rušení žádaného signálu sousedním kanálem.

(Dokončení příště)

2 kB, vyvedený konekt. klávesnice, reset tl. zlepšené nahrávání, příslušenství, programy – 100% stav (4500). M. Šesták, Lesní 5, 678 01 Blansko.

Tov. SSSR osciloskop (800 a 1600). Fiker Z., Loosova 4, 638 00 Brno.

Cassette deck JVC-KD V114 (4700), stereosluchátka AKAI-ASE 11 (600). Ludovít Lengyel, K. Marxe 1470, 356 05 Sokolov.

ZX 81 + 16 kB RAM + manuál ang. a čes. programy (5300), zos. 2× 60 W (800), svetelný had 2× 10 m + elektron. (2000). D. Cibula, Dovalovo 396, 033 03 L. Hrádok 3.

BFR90, 91, BF961, 963 (a 80), Fetop. – B080 (a 40). Josef Grygar, Dělnická 62 b, 735 64 Havířov-Suchá.

Zos. 40-800 MHz AZK 01, 75/75 Ω, osadený BFR90 + 91 diaľ. napájaný (220), zdroj pre diaľkové napájanie (170). Kúpim sklenené priechodky. Bartek Štefan, Športová 5, 947 01 Hurbanovo 1.

BFR91, BF961, BF963, krystal 10 MHz (80, 70, 80, 200). Ladislav Šumbera, Čejkovická 1, 628 00 Brno.

IFK 120 (100). J. Brečka, Lesní 805, 735 14 Orlová 4.

Pamäť RAM 41256 (a 500). J. Gottweis, Togliattiho 42, 851 02 Bratislava.

Ker. filtre 10,7 MHz (50), nepoužívané, sov. vlnomer 04-45,0 MHz (500), sov. RCL môstík (500), IO A277D (40), MHB7001 (100), BF900 (100), trafo na zosilň. z príl. 1984 (190), 1× ARN 5608 (100), 2× mač. výšk. repro Z=4 Ω, 20 VA (150), relé LUN 24 V (40). Hačková Marta, SNP I.-30, 917 00 Trnava.

Počítač ATARI 800 XL 64 kB (9500). O. Liška, PS 761/B F-13, 031 19 Liptovský Mikuláš.

Konektory pár 20, 34, 41pólové (20, 35, 40), Z574M (20), SFT306 (2), IO, tantaly, LED, R, C, diody aj. seznam zašlu. J. Mikulecký, Partyzánská 16, 312 01 Plzeň.

Si-diody (1,50), 7NU74 (5), elektronky (5), měř. p. (100), síť. tr. (50), relé krok. (40), jaz. (10), tlf (10), mini (20), motory a rot. měnič. (50–200), 4× mik. MDO 23 (a 200). Ing. P. Kučera, Mužíkova 11, 635 00 Brno.

Dig. multimeter (V, A, Ω, C) 3300, CD4011, 555, SO42P, BFR90, SFJ10,7 MA (30, 40, 110, 70, 80), TDA4292 (350), IC Melodický zvonec 12 melodií, min. súčiastok CIC 3482 + zapojenie (250). P. Dvorský, Bebravská 6, Bratislava.

Paměti 4116 2 ks (180), 2708 (75), 2716 (90), Z-80A DART (320), 8255 (280). Jen poštou. R. Klusáková, Skupova 12, 320 04 Plzeň.

Ant. zes. III. TV 16/2,5 dB, 300/75 Ω a VKV-CCIR 20/2 dB, 300/75 Ω s BF961 (à 242), osc. obr. B10S1 (400). Vajdík Ivan, Družstevní 1559, 688 01 Uherský Brod.

Ekviv. SO42P – UL1042 (90), BF245 (17). Koupím IO pro kmitočt. synt., BFT66. P. Piatek, Leninova 150, 760 21 Gottwaldov.

TI 57 (1000), nový BP a klávesnice, LED, síť. napáječ. Koupím pro SHARP PC 1401 tiskárnu CE 126 P včet. papíru a CE 124 (i jednotl.) – za rozumnou cenu. K. Konrád, Čsl. partyzánů 8, 537 01 Chrudim IV.

Tlačiareň ZX PRINTER, metal. papier, 100 mm (2700). Ing. V. Doval, Šoltesovej 8/9, 080 01 Prešov, informace tel. Košice 302 68.

Mgf. GRUNDIG TS 945, 3 hlavy, 3 motory, 100% stav (11 500), kovové cívky 22 cm s páskem BASF (a 300), gramo JVC QL-A200 (6000). A. Hlavinka, Na Letné 35, 772 00 Olomouc.

SO42P (140), BFT66 (130), BFR90, 91 (90), DIL (25-40), tantaly (15), MDA 2020 (35), gramo vložku AKAI PC 100 (800). Lad. Szilágyi, Bernolákovo nám. 30, 940 01 N. Zámky.

Mgf. GRUNDIG TS 945, repro JVC S77, 8 Ω, hud. výk. 120 W, repro VIDEOTON 3 pásmové 25 W, HIO 078 konc. st. 40 W, KT705, BF245 (10 000, 4500, 800, 600, 20, 50). Luboš Brejcha, Čejkovická 11, 628 00 Brno.

TOSHIBA – Cassette deck PC-G 22, Dolby B, 20–16 000 Hz, norm., CrO_2, metal (5000). Pavel Knura, K otočce 775, 140 18 Praha 4-Lhotka.

KOUPĚ

Tiskárnu – jakoukoli pro ZX Spectrum a Interface (i jednotlivě). Richard Koza, Feřtekova 544, 181 00 Praha 8, tel. 855 20 13 (po 19 hod.).

Počítač – ľubovolný typ. Uveďte stav, cenu a príslušenstvo. J. Barkai, Pionierov 16, 048 01 Rožňava.

BFW16A, BFW30, BFT12, BFY90, SFW10,7 MA + SFE. Lad. Morovič, Proletárska 601, 925 91 Králová n. V.

Krokový motor 10 až 25 W, libovolného typu a provedení (2 ks), BFR91 (2 ks), EPROM 2716 (2 ks). Ing. Jar. Lhoták, Horská 3, 352 01 Aš.

Libov. doutnavku U_{zap} = 150 až 160 V, U_{zh} = max. 130 V. Nejlépe MN 5 nebo RN 500. F. Tocnar, Fučíkova 502, 383 01 Prachatice.

Skříňku na tranz. prijímač RENA 2716 B. I starší. Zdena Vojtěšková, Dolní Lhota 111, 763 23 Lhota u Luh.

Měřič L-C BM 366. Doubrava Lad., 257 47 Nahoruby.

ZX Spectrum 16 až 48 kB vadný, sdělte cenu, příp. závadu. Cartridge pro microdrive. J. Andrš, Gollova 413, 500 09 Hradec Králové.

Zař. pro druž. příjem na 12 GHz nebo kdo pomůže, poradí se stavbou. Cenu respektuji. ZX Spectrum apod., zahr. IO CD, CM-OS, T BFR, BF apod. Nabídněte. P. Winterstein, Pasteurova 9/411, 703 00 Ostrava.

AY-3-8610, AY-3-8710, CD4011. M. Zeman, Sídliště 551, 394 64 Počátky.

Osciloskop N 313 nebo TESLA BM-370. Z. Fiala, 788 15 Velké Losiny 480.

Paměti – 4164, 41256, 6116, 6264, 27256, Fety – P8000, 8002, CP640, CP643, koaxiální relé, kazetu s páskou do tiskárny (SEIKOSHA) GP500. J. Grygar, Dělnická 62 b, 735 64 Havířov-Suchá.

VÝMĚNA

ICL7107 za ICM7226A alebo 7216A. Kúpim 2 ks sedmisegm. VQB71 alebo vymením za LQ410. Ing. P. Gábor, Karpatská 1, 080 01 Prešov.